

H. E. SEIFERT

Cerberus AG, Männedorf (Schweiz)

Kaltkatoden - Thyratrons für mehrere Ampere Dauerstrom

DK 621.385.38.032.212

Gasgefüllte Kaltkatodenröhren wurden bisher vorwiegend als Glimmröhren oder als kurzzeitig belastbare Bogenröhren (Blitzröhren) verwendet. Dank einer neuentwickelten Katode ist es jetzt möglich, Bogenentladungsröhren für Dauerbelastungen von mehreren Ampere zu bauen, was bisher nur mit geheizten Thyratrons möglich war. Die Funktionen der einzelnen Elemente dieser Röhren werden beschrieben und an Hand verschiedener Kennlinien quantitativ dargestellt. Drei Schaltungsbeispiele zeigen die Leistungsfähigkeit und Lebensdauer der Röhren, soweit sie bisher geprüft werden konnten.

Elektromechanische Schalter können in Stromkreisen nur dann eingesetzt werden, wenn der Schaltvorgang zeitlich nicht sehr genau bestimmt sein muß und die Schalthäufigkeit nur gering ist. Ihr Vorteil liegt in der robusten Konstruktion, den großen Dauerströmen und der Möglichkeit, mehrere Kontakte gleichzeitig zu betätigen.

Für bedeutende Anwendungsgebiete benötigt man heute aber Schalter, von denen in erster Linie große Schalthäufigkeit und sehr präziser Schalteinsatz gefordert werden. Elektromechanische Schalter vermögen diese Forderungen nicht mehr zu erfüllen, so daß die Entwicklung zu den um Größenordnungen schnelleren Elektronen- und Ionenröhren überging. Zusätzlich entstanden während der letzten Jahre auch gesteuerte Schalter aus Halbleitern.

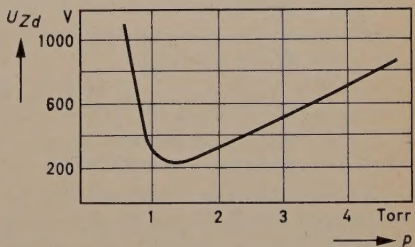
Der schnellste und präziseste Schalter ist sicher die Vakuum-Elektronenröhre, aber die erreichbaren Schaltleistungen beschränken ihre Anwendung auf Gebiete, die für die folgende Betrachtung nicht interessieren. Dagegen haben die gas- oder dampfgefüllten Thyratrons mit ihrer großen Ladungsträgerreserve Schaltleistungen, die mit denen von elektromechanischen Schaltern durchaus vergleichbar sind.

Ein erheblicher Nachteil der Thyratrons ist die beträchtliche Heizleistung, die sie benötigen. Normale Typen für industrielle Zwecke (z. B. Motoren- und Lichtregelungen) verbrauchen etwa 10 W Heizung, um 1 A Anodenstrom zu steuern [1]. Besonders unbefriedigend ist dieser hohe Verbrauch, wenn die Röhren in Apparaten mit geringer Schalthäufigkeit eingesetzt werden, wo sie während langer Bereitschaftszeit die Rolle eines „Heizelementes“ übernehmen. Nachteilig ist auch der Umstand, daß für solche Thyratrons, die flüssiges Quecksilber enthalten, oft eine definierte Einbaulage vorgegeben ist. Weiter ist das relativ große Volumen der Röhre hinderlich bei modernen Konstruktionen, die immer mehr zu kleinen Abmessungen hinstreben.

Der Fülldruck des Thyratrons liegt bei etwa 10^{-2} Torr. Entsprechend der Zündkurve für Gasentladungen (Bild 1), ergibt dieser geringe Druck eine hohe Spannungsfestigkeit zwischen den Elektroden, der

steile Kurvenverlauf der $\frac{U_{Zd}}{p}$ -Kennlinie bringt aber gleichzeitig eine starke Abhängigkeit der Zündeigenschaften der Röhre vom Gasdruck. Druckänderungen als Folge von Schwankungen der Außentemperatur oder Gasaufzehrung im Verlauf langer Betriebszeiten verschieben die Zündkennlinie und begrenzen die Einsatzmöglichkeiten für die Röhre [2]. Neben dem geheizten Thyratron gibt es noch solche mit ungeheizter Katode. Ihre Schaltleistung war bisher so gering, daß sie nie mit den geheizten Typen konkurrieren konnten. Bei den Glimm-Thyratrons ist der Spannungsabfall in der Röhre etwa 100 V bei maximal 0,1 A Strom. Besser ist die Schaltleistung bei Bogenentladungsröhren, deren innerer Spannungsabfall bei 15 V liegt und die Stromspitzen bis 300 A zulassen [3]. Der zeitliche Strommittelwert vieler solcher Stromspitzen darf aber auch nie wesentlich größer als 0,1 A sein.

Bild 1. Prinzipieller Verlauf der Zündspannung U_{Zd} einer Gasentladungsstrecke in Abhängigkeit vom Gasdruck p für gegebene Elektroden und festen Elektrodenabstand



Bei der Cerberus AG wurde die Entwicklung einer ungeheizten Gasentladungskatode abgeschlossen, die als Bogenentladungskatode einen Spannungsabfall von nur 15 V zwischen Katode und Anode hat, zugleich aber Dauerströme von mehreren Ampere ohne Beeinträchtigung ihrer Lebensdauer gestattet. Damit war die Möglichkeit gegeben, Stromtore zu bauen, die in vielen Fällen die Funktion eines geheizten Thyratrons übernehmen können, aber verbunden mit den Vorteilen der Kaltkatodenröhre.

Der Arbeitsdruck aller Kaltkatodenröhren liegt sehr viel höher als der des geheizten Thyratrons. Im Zünddiagramm (Bild 1) liegt er rechts vom Minimum. In diesem flachen Ast der Kurve sind Änderungen der Zündspannung infolge Druckänderungen (Außentemperatur, Betriebstemperatur) praktisch nicht spürbar und die möglichen Gasaufzehrungen im Verhältnis zum Gesamtdruck ohne Einfluß. Dafür ist es bei einer vernünftigen Konstruktion der Röhre nicht möglich, die Arbeitsspannung eines Stromtores weit über 1000 V zu steigern.

In der Praxis werden jedoch die meisten technischen Schalt- und Regelvorgänge mit Spannungen durchgeführt, deren Spitzenwert unter 1000 V liegt, so daß diese obere Grenze der Arbeitsspannung keinen Nachteil für den Einsatz der Röhren bedeuten muß.

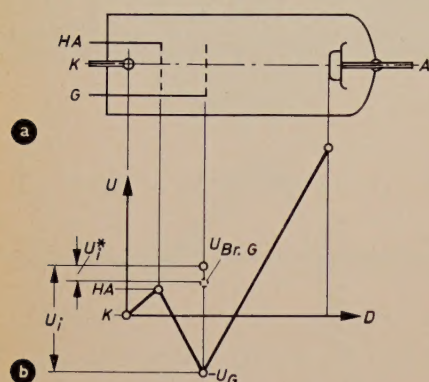


Bild 2. a) Schematischer Aufbau einer BT-Röhre und b) Potentialverteilung längs der Röhrenachse D; $U_{Br.G}$ Brennschpannung des Steuergitters, U_i Impulsspannung, $U_i^* = U_i - (-U_G + U_{Br.G})$ Impulsüberspannung

Der prinzipielle Aufbau dieser Kaltkathoden-Thyratrons ist im Bild 2a gezeichnet. Zwischen Hilfsanode HA und Katode K wird eine Gasentladung gezündet, die diesen Raum mit Ladungsträgern versorgt. Entsprechend ihrer Polarität, sind diese Ladungsträger nicht gleichmäßig im Raum verteilt. Die negativen Elektronen sammeln sich bevorzugt um die Hilfsanode. Wie weit sie von dort aus noch in Richtung Steuergitter G vordringen, hängt von dem negativen Potential des Gitters ab. Erteilt man ihm aber eine positive Spannung gegen die Hilfsanode, so saugt es Elektronen aus der dort befindlichen Ladungswolke, die dann durch das Gitter hindurchtreten und zur Anode beschleunigt werden können. Bei genügend hoher Anodenspannung werden sie durch Übertragung ihrer kinetischen Energie den Gasraum zwischen Gitter und Anode ionisieren, das heißt leitfähig machen, womit die Röhre gezündet ist. Wie jede Gasentladungsstrecke, so kann auch die neue Röhre nur durch Unterbrechen des Anodenstromkreises oder Absenken der Anodenspannung unter die Bogenbrennschpannung der Röhre gelöscht werden.

1. Katode und Hilfsentladung

Die Erzeugung von Elektronen aus ungeheizten Kathoden in Gasentladungen kann in den hier interessierenden Strombereichen auf zwei grundsätzlich verschiedene Arten erfolgen.

Bei der Glimmentladung lösen positive Ionen die Elektronen aus der Katode (γ -Emission) [4, 5]. Der Vorgang ist in erster Linie bestimmt durch Masse und Geschwindigkeit der auftreffenden Ionen und durch das Katodenmaterial. Obwohl dabei die Katode auch erwärmt wird, ist die Temperaturerhöhung für den Mechanismus der γ -Emission nicht notwendig.

Bei der Bogenentladung werden die Elektronen thermisch emittiert, wobei die notwendige Wärme zur lokalen Erhitzung der Katode aus der Summe der kinetischen Energie der auftreffenden Ionen geliefert werden muß.

Diese beiden Arten der Emission sind in der Gasentladung insofern miteinander verbunden, als die Glimmentladung bei genügend hohem Strom der Katode soviel Wärme zuführen kann, daß diese thermisch zu emittieren beginnt, also in die Bogenentladung übergeht. Dieses Umschlagen von einer Entladungsform in die andere ist mit einem Sprung der an den Elektroden liegenden Spannung von etwa 100 V auf 15 V verbunden.

In einer Röhre, deren Entladung durch das jeweilige Potential einer Steuerelektrode freigegeben wird, sollte dieser Spannungssprung sehr klein sein oder ganz vermieden werden. Über die Hilfsanode wird darum soviel Strom gezogen, daß die Entladung immer als Bogenentladung brennt. Nach dem oben beschriebenen Mechanismus ist dazu ein mindestens partielles Aufheizen der Katode notwendig. Damit dieser Vorgang ohne großen Energieaufwand möglich ist, wurde durch genaues Abstimmen von Gas und Katodenkonstruktion dafür gesorgt, daß die Hilfsentladung nur an einem mikroskopisch kleinen Punkt der Katodenoberfläche ansetzt. Da dieser außerdem gut wärmeisoliert ist, genügen 10 mA Gleichstrom, um die Entladung innerhalb einiger Millisekunden die Bogencharakteristik annehmen zu lassen (Bild 3). Die schaltbereite Röhre verbraucht also in der Hilfs-

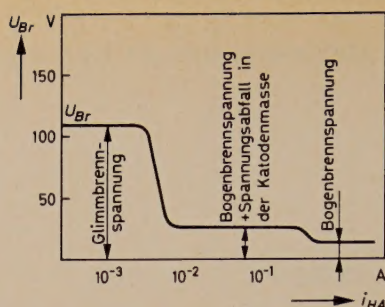


Bild 3. Spannungs-Stromkennlinie der BT-Katode

entladung nur 20 V · 0,01 A = 0,2 W. Damit können bei den bisher konstruierten Röhren bis 6 A Dauerstrom oder bis 250 A Stromspitzen geschaltet werden.

Zum Zünden der Hilfsentladung sind bei kalter Röhre etwa 200 V notwendig. Die Differenz zwischen Zünd- und Brennschpannung muß in einem Strombegrenzungswiderstand vernichtet werden. Trotzdem ist auch dann der Energieverbrauch der Hilfsentladung in und außerhalb der Röhre nicht größer als 2 W.

Beim Betrieb der Hilfsentladung mit Wechselspannung wird die Entladung in jeder positiven Halbwelle neu gezündet und verlöscht während der negativen Halbwellen. Auch bei dieser Betriebsart lassen sich die drei Stadien: Zünden, Glimmen, Bogen genau erkennen (Bild 4). Wichtig ist, daß die Röhre erst schaltbereit ist, wenn die Hilfsentladung gezündet hat. Wird die Hilfsanode beispielsweise aus der Anodenspannung von 380 V_~ gespeist, so erfolgt die Zündung bei einem Phasenwinkel von maximal 20°. Für die meisten praktischen Anwendungen ist das ohne Bedeutung. Wo dieser Phasenwinkel als Nachteil empfunden wird, kann die Hilfsentladung mit einer phasenverschobenen Wechselspannung früher gezündet werden. Die zeitliche Ausdehnung des im Bild 4 gezeichneten Glimmbereiches zwischen Zündung und Bogenentladung läßt sich unterdrücken, wenn der Entladungsstrom im Augenblick der Zündung genügend groß ist. Wie schon beschrieben, kommt es ja nur darauf an, daß ein kleines

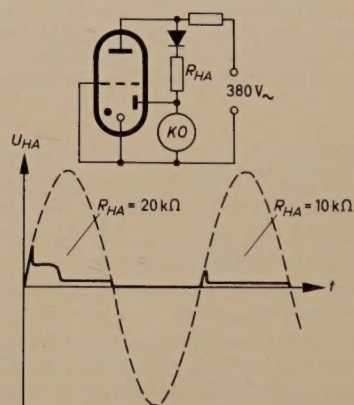


Bild 4. Spannungs-Zeitkennlinie der Hilfsanode HA bei Wechselspannungsbetrieb mit verschiedenen Strombegrenzungswiderständen R_{HA}

Katodenelement schnell aufgeheizt wird. Aus diesem Grunde muß den mit Halbwellen betriebenen Hilfsentladungen im Mittel etwas mehr Strom zugeführt werden als bei Gleichspannung. Bei einer 380-V_~-Röhre, deren Hilfsentladung aus der Hauptanode gespeist wird, genügt ein Strombegrenzungswiderstand von 10 k Ω , um den Glimmbereich völlig zu vermeiden (Bild 4).

Die Bogenbrennschpannung ist gewöhnlich gleich der Ionisierspannung des Füllgases, das wären bei den BT-Röhren etwa 12 V. Wenn für den an den äußeren Elektroden gemessenen Wert 27 V angegeben wird, so entfallen davon 15 V auf den inneren Widerstand der Katode, solange diese in ihrer Gesamtheit noch kalt ist. Erst bei Strömen von der Größenordnung Ampere werden auch die tieferen Katodenschichten so warm, daß ihr innerer Widerstand vernachlässigbar klein wird, und dann sinkt die Spannung zwischen den äußeren Elektrodenanschlüssen wirklich auf die erwarteten 12 V. Dieser Spannungsabfall in der kalten BT-Katode wird noch bei zweien der folgenden Kennlinien zu beachten sein.

2. Steuergitter

Wird der Außenanschluß des Steuergitters mit dem der Katode verbunden, so haben die beiden inneren Elektroden, entsprechend der

obigen Ausführung, nicht das gleiche Potential, sondern das Gitter ist etwa 15 V negativ gegen die Katode. Das Bremsfeld zwischen Hilfsanode und Gitter ist also doppelt so stark wie das Beschleunigungsfeld Katode—Hilfsanode. Darum können die ersten Elektronen erst dann gegen das Gitter anlaufen, wenn dieses ungefähr 15 V positiv gegen die Katode vorgespannt ist.

Die Strom-Spannungskennlinie des Steuergitters, mit der Katode als Basis, hat zwei Bereiche (Bild 5). Im Bereich *a* ist das Gitter nur Sonde in der Entladung zwischen Hilfsanode und Katode. Bei stark negativer Spannung kommen sehr wenige Ladungsträger zur Sonde, (entsprechend einem Strom von höchstens 1 μ A), und diese vermögen auch bei maximaler Anodenspannung die Röhre nicht zu zünden. Erhält die Sonde eine Spannung, die nur um einige Volt von der Hilfsanodenspannung abweicht, so vermögen schnelle Elektronen gegen das Gitter anzulaufen oder dieses saugt sogar welche an; in jedem Falle fließt ein Sondenstrom, der einige 100 μ A erreichen kann.

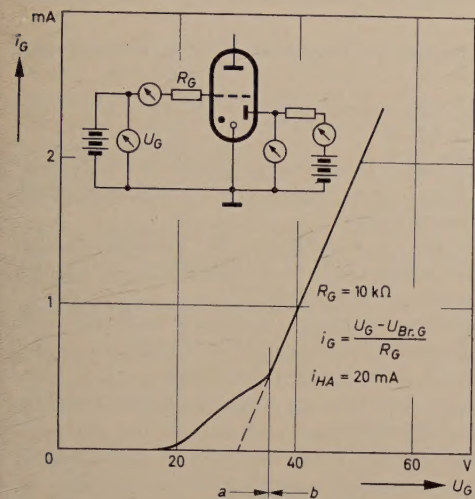
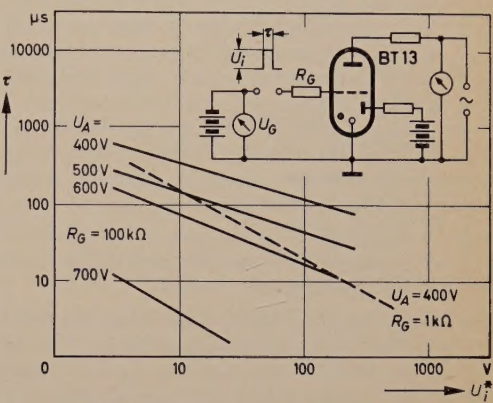


Bild 5 (links). Gitterstrom i_G als Funktion der Gitterspannung U_G bei „kalter“ Katode

Bild 6 (rechts). Zum Zünden der Anodenstrecke erforderliche Impulsdauer τ als Funktion der Impulsüberspannung U_i^* mit der momentanen Anodenspannung U_A und dem Gitterwiderstand R_G als Parameter



Im Bereich *b* ist das Gitter positiver als die Hilfsanode und übernimmt selbst die Funktion einer Anode. Damit wird die Strom-Spannungskennlinie im Bild 4 nur noch bestimmt vom strombegrenzenden Gitterwiderstand R_G und der Differenz aus Speisespannung U_G minus Brennspannung Gitter-Katode $U_{Br,G}$. (Wegen des größeren Abstandes der Elektroden ist diese Brennspannung um einige Volt höher als die der Hilfsanode.)

Im Abschnitt 1. wurde ausgeführt, warum die Brennspannung der Katode in Abhängigkeit von der Strombelastung um etwa 15 V schwankt. Diese Änderung beeinflusst natürlich auch den Gitterstrom, und zwar in der Weise, daß die mit „kalter“ Katode gemessene und im Bild 5 gezeichnete Charakteristik beim Aufheizen durch starken Anodenstrom eine Parallelverschiebung um 15 V nach links erfährt. Damit der Gitterstrom, dessen Bedeutung für das Zünden der Röhre noch zu erklären ist, von diesen Schwankungen möglichst unabhängig wird, empfiehlt es sich, die Speisespannung U_G reichlich hoch zu wählen.

Bei gasgefüllten Röhren kann jede Elektrode, auch entgegen ihrer ursprünglichen Bestimmung, zur Katode werden, sobald sie nur gegenüber den Nachbar Elektroden die entsprechende Spannung erhält [6, 7]. Darum ist unbedingt zu vermeiden, daß die negative Sperrspannung des Steuergitters wesentlich höher als 100 V gegen die Hilfsanode wird. (Für den praktischen Betrieb der Röhre genügen $U_G = -10$ V gegen Katode, entsprechend -35 V gegen Hilfsanode.) Würde nämlich eine Glimmentladung zwischen Gitter und Hilfsanode gezündet, wobei das Gitter die Funktion der Katode übernimmt, so würde auch die Strecke zur Hauptanode ionisiert, und die Röhre könnte nicht mehr gesteuert werden.

3. Anodenraum

Damit die Röhre von der Katode bis zur Anode den Strom leiten kann, muß auch der Anodenraum ionisiert werden. Für den Stromtransport im Gasraum ist eine minimale Ladungsträgerdichte notwendig. Weil die Anzahl der Ladungsträger, die bei normalen Bedingungen von der Hilfsentladung gebildet werden, dafür nicht ausreicht, müssen zusätzliche im Anodenraum entstehen. Die durch das

Steuergitter eintretenden Elektronen sind nur der Anfang einer Ladungsträgerlawine, die sich unter dem Einfluß der Anodenspannung ausbildet. Dabei ist die Anzahl der möglichen Multiplikationen gegeben durch die Ionisierungsspannung des Füllgases und die momentane Anodenspannung. So ist einleuchtend, daß die primär notwendige Menge an Ladungsträgern um so geringer ist, je höher die Anodenspannung ist.

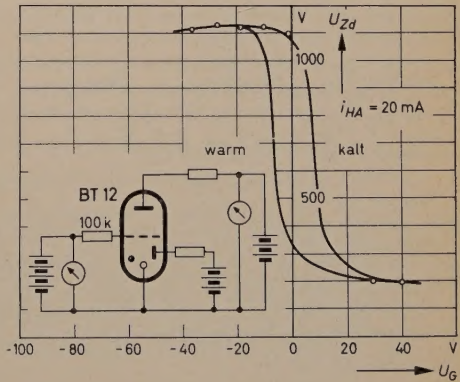
Bei der Steuerung mit Impulsen am Gitter, wie man sie gewöhnlich anwendet, ist die notwendige Steuerleistung nach obigen Ausführungen von der jeweiligen Anodenspannung abhängig. Bild 6 gibt einige quantitative Werte. Abszisse ist die wirksame Impuls-Überspannung U_i^* , wie sie im Bild 2b definiert ist, Ordinate die zeitliche Mindestdauer τ des Impulses vor Einsatz des Anodenstroms. Vier Anodenspannungen sind als Parameter eingesetzt. Wird der Gitterwiderstand R_G von den angegebenen 100 kΩ auf 10 kΩ verringert, so ändert sich die notwendige Impulsdauer etwa um den Faktor 2. Nur bei sehr

kleinem Gitterwiderstand (z.B. 1 kΩ) ist die Verschiebung von Bedeutung, wie an der gestrichelten Kurve für $U_A = 400$ V und $R_G = 1$ kΩ zu sehen ist.

4. Steuerkennlinie

Für den praktischen Einsatz einer Schalt röhre interessiert besonders die Steuerkennlinie. Sie gibt die kleinste Anodenspannung an, bei der eine Röhre mit definierter Gitterspannung noch zündet. Diese Kennlinie ist im Bild 7 gezeichnet. Sie gibt interessante Aufschlüsse über den Vorgang der Steuerung bei den BT-Röhren.

Bild 7. Zündkennlinie der Anode als Funktion der Gitter-Katodenspannung für konstanten Hilfsanodenstrom i_{HA}



Es gibt zuerst einmal zwei Kennlinien, deren horizontale Äste sich vereinigen. Sie sind bedingt durch die schon geschilderte Veränderung des inneren Widerstandes der Katode, demzufolge die Spannung an den inneren Elektroden nur bei aufgeheizter Katode ($I_A \geq 1$ A) gleich der Spannung an den äußeren Anschlüssen der Röhre ist. Der Abstand der „kalten“ von der „warmen“ Steuerkennlinie ist darum auch erwartungsgemäß 15 V.

Die Absenkung der Kennlinie im Bereich hoher Anodenspannung verläuft in fast senkrechter Richtung. Da diese Absenkung außerdem bei Gitterspannungen erfolgt, bei denen praktisch noch kein nennenswerter Gitterstrom fließt (Bild 5), ist die Wirkung des Gitters nur die einer elektrostatischen Blende, und die Ladungsträger ver-

lassen den Raum der Hilfsanode unter der Wirkung des elektrischen Feldes der Hauptanode.

Bei Anodenspannungen von 600 V und weniger ist der Durchgriff durch das Steuergitter nicht mehr sehr wirksam. Deshalb müssen die Ladungsträger erst zum Gitter beschleunigt werden, bevor sie vom Anodenfeld erfaßt werden können. Zum Zünden bei niedrigen Spannungen ist darum nicht nur statisches Entsperren des Gitters notwendig, sondern Ansaugen von Ladungsträgern mit strombelasteten Impulsen. Damit erklärt sich auch die Diskontinuität im Mindestimpuls zwischen 600 V und 700 V, wie er im Bild 6 auftritt.

5. Entionisierung

Die bisherigen Betrachtungen galten alle der Ionisierung des Gasraumes. Für eine schnelle Schaltfolge ist aber die Kenntnis der Entionisierungszeit ebenso notwendig. Im Idealfalle sollten beim Unterbrechen der Anodenspannung alle Ladungsträger verzögerungsfrei rekombinieren, damit der Gasraum wieder zum Nichtleiter wird. In Wirklichkeit geht die Wiedervereinigung von Ionen und Elektronen zum neutralen Atom relativ langsam vor sich. Bei der Ionisierung muß Energie aufgewendet werden, damit das Atom sich in die beiden Ladungsträger spaltet. Bei der Entionisierung wird diese Energie wieder frei, und zwar in Form von ausgestrahltem Licht und kinetischer Energie, die ein dritter Partner übernimmt. Die meisten Rekombinationen finden nicht im Gasraum statt, sondern an den Elektroden oder Gefäßwänden.

Deshalb sind für die Entionisierungszeit neben der Wandergeschwindigkeit der Ladungsträger ohne beschleunigendes Feld noch die Abmessungen des Entladungsraumes sehr wichtig.

Physikalisch ist eine Gasentladung erst dann entionisiert, wenn keine Ladungsträger mehr vorhanden sind. Für den technischen Einsatz einer Röhre genügt es aber, diejenige Zeit zu kennen, innerhalb der die Anzahl der Ladungsträger so klein geworden ist, daß diese beim Wiederanlegen der Anodenspannung die Strecke nicht mehr zu zünden vermögen. Zweierlei Meßmethoden werden dafür angewendet. Bei Röhren für Gleichspannung ist es der kürzeste zeitliche Abstand vom Verlöschen einer Entladung bis zum Wiedererlangen der Steuerfähigkeit der Röhre [6, 7]. Bei Röhren für Wechselspannung wird für rein ohmsche Belastung die gleiche Messung ausgeführt und dazu noch bei stark induktiver Last der Kommutationsfaktor bestimmt. Er ist das Produkt aus den Differenzenquotienten von Strom zu Zeit am Ende des Stromflusses durch die Röhre und Spannung zu Zeit am Anfang der (phasenverzerrten) negativen Halbwelle. Beide Werte können oszillografisch an der Röhre gemessen werden.

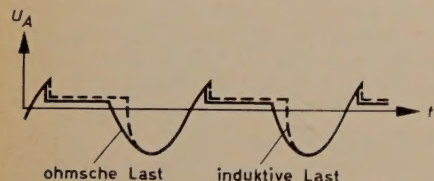


Bild 8. Zeitlicher Verlauf der Wechselspannung an einer gezündeten BT-Röhre bei rein ohmscher und stark induktiver Last

Im Bild 8 sind die sinusförmige Spannung an einer Schaltöhre für ohmsche Last und die verzerrte Kurve bei induktiver Last gezeichnet. Die Verformung der Spannung ist allein durch die Last bedingt (Transformatoren, Motoren) und läßt sich berechnen oder messen. Der maximal zulässige Kommutationsfaktor der Röhre gestattet nun, im voraus zu sagen, ob diese für eine gegebene induktive Belastung brauchbar sein wird.

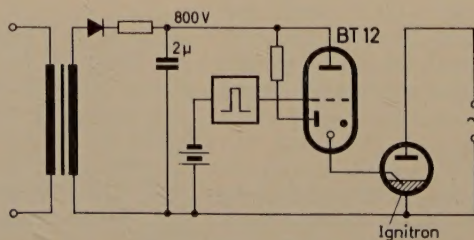
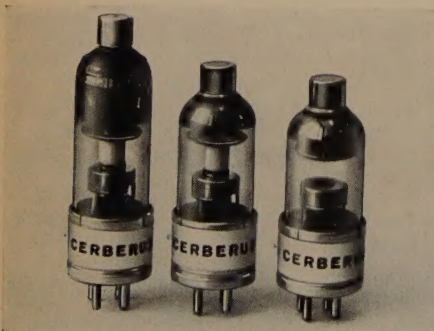
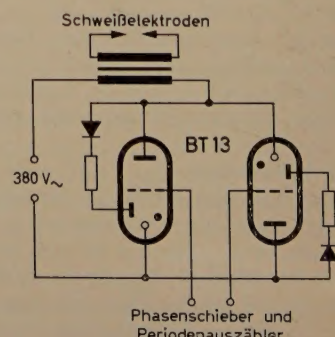


Bild 9 (links). Die bisher gefertigten Typen BT 14, BT 13, BT 12 (von links nach rechts). Bild 10 (Mitte). Prinzip der Gleichsteuerung eines Ignitrons. Bild 11 (rechts). Prinzip der Stromsteuerung im Primärkreis eines Schweißtransformators



Einleitend wurde gesagt, daß die BT-Röhren einen höheren Fülldruck haben als geheizte Thyratrons. Daraus ergibt sich beim Entionisieren eine langsamere Diffusion der Ladungsträger zu den Gefäßwänden und infolgedessen eine Verringerung des zulässigen Kommutationsfaktors. Die bisher produzierten Typen können darum nur zur Steuerung solcher Motoren eingesetzt werden, bei denen sich der Widerstand (in Ohm) zur Induktivität (in Henry) mindestens verhält wie 25 : 1. Das sind Motoren von etwa 0,1 PS.

6. Praktischer Einsatz der Röhren

Bild 9 zeigt die drei bisher hergestellten BT-Typen. Alle haben den Medium-4p-Sockel und eine Anodenkappe von 14,5 mm Durchmesser. Die Gesamthöhe der großen BT 14 ist 120 mm, der Kolbendurchmesser 35 mm. Für die technischen Daten gilt:

- BT 12: 1000 V Gleichspannung, Dauerströme bis 3 A, Stromspitzen bis 100 A;
- BT 13: 380 V Wechselspannung, Dauerströme bis 3 A, Stromspitzen bis 200 A;
- BT 14: 380 V Wechselspannung, Dauerströme bis 6 A, Stromspitzen bis 250 A.

Um die Leistungsfähigkeit der neuen Röhren zu prüfen, wurden drei typische Anwendungen gewählt:

1. Die BT 12-Typen arbeiten als Ignitron-Zündröhren in Geräten, die dem Blockschema Bild 10 entsprechen, und haben inzwischen $1,7 \cdot 10^8$ Schaltungen ausgeführt.
2. Die BT 13-Typen wurden als Schaltöhren im Primärkreis elektrischer Punktschweißmaschinen (Bild 11) eingebaut, wo sie bisher 1600 Betriebsstunden erreicht haben [7].
3. Die gleichen Katoden, wie sie in den drei BT-Typen verwendet werden, wurden als Halbwellengleichrichter benutzt und mit 1,5 A Dauerstrom seit nunmehr 8000 Stunden betrieben.

Bei keinem der genannten Tests waren bisher meßbare Veränderungen der Röhrendaten festzustellen.

*

Der Verfasser dankt Herrn Direktor Dr. E. Meili und Herrn M. Vollenweider, Dipl.-Ing. ETH, für ihre fördernden Diskussionen.

Schrifttum

- [1] Rohde, W.: Das Thyatron. AEG-Mitt. Bd. 41 (1951) S. 177—182
- [2] Hübner, R.: Das charakteristische Verhalten von Glühkatoden-Gleichrichter-röhren verschiedener Gasfüllung. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) S. 434
- [3] Gemershausen, K. J., u. Edgerton, E. H.: A cold-cathode arc-discharge tube. Electr. Engng. Bd. 7 (1936) S. 790—809
- [4] Hagstrum, H. D.: Auger ejection of electrons from tungsten by noble gas ions. Phys. Rev. Bd. 96 (1954) S. 325—335
- [5] Hagstrum, H. D.: Theory of auger ejection of electrons from metals by ions. Phys. Rev. Bd. 96 (1954) S. 336—365
- [6] Tosswill, C. H.: Relaisröhre mit kalter Katode. Philips Techn. Rdsch. Bd. 18 (1956/57) S. 229—244
- [7] Vollenweider, M.: Kaltkatoden-Relaisröhren. Elektronik Bd. 5 (1956) S. 64
- [8] Knoop, E.: Die Entionisierung in Gastrioden und -tetroden. Z. angew. Phys. Bd. 9 (1957) S. 126—132
- [9] Hess, K. W.: Messung der Entionisierungszeit von Dioden und Trioden mit Gasfüllung. Philips Techn. Rdsch. Bd. 12 (1950) S. 181—188
- [10] Gawehn, H., u. Willibald, G.: Die Löszeiten von gasgefüllten Schalt-röhren. Nachrichtentechn. Fachber. Bd. 9. Braunschweig 1957, Verlag Friedr. Vieweg & Sohn
- [11] Vollelektronische Schweißmaschinensteuerung mit Kaltkathodenröhren. Cerberus-elektronik (1960) Nr. 14

(eingegangen am 14. Oktober 1960)

M. BÖRNER

Berechnung Mechanischer Filter

DK 621.372.543.001.24

Nach einer kurzen Darstellung der Bedeutung und Anwendungsgrenzen Mechanischer Filter werden die Grundelemente solcher Filter, elektromechanischer Wandler und zweikreisiges Koppelfilter, beschrieben. Es zeigt sich, daß man die Darstellung aller bekannten Filter vereinheitlichen kann. Die Ergebnisse sind in wenigen Gleichungen und in zwei Tabellen zusammengefaßt. Neben der Berechnung der Filter ist eine Analyse der auftretenden Nebenwellen wichtig. Eine vollständige theoretische Behandlung dieser Frage ist nicht möglich. Es werden deshalb in diesem Beitrag nur einige Erfahrungen wiedergegeben.

Seit einiger Zeit verwendet man im Frequenzbereich zwischen etwa 50 kHz und 500 kHz als Siebmittel für relativ schmale Frequenzbänder Mechanische Filter [1...7]. Nach Umwandlung der elektrischen Energie in einem elektromechanischen Wandler wird die entstehende Ultraschallenergie von einem aus mechanischen Resonatoren bestehenden rein mechanischen Filter übertragen (im Durchlaßbereich) oder reflektiert (im Sperrbereich). Die übertragene Ultraschallenergie wird in einem zweiten Wandler wieder in elektrische Energie zurückverwandelt. Wegen der niedrigen Dämpfung δ mechanischer Schwingungen (bis zu $\delta \approx 3 \cdot 10^{-5}$) und eines bei hierfür entwickelten Legierungen sehr niedrigen Temperaturkoeffizienten der Eigenfrequenz ($T_k(f) \approx 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$) ist es möglich, Filtertypen zu entwickeln, die sich mit der üblichen Spulenfiltertechnik nicht realisieren lassen. Die Mechanischen Filter sind aber kein Ersatz für vorhandene LC-Filtertypen, sondern ergänzen sie. Ihr Hauptanwendungsgebiet ist die Selektion im Zwischenfrequenzverstärker von kommerziellen Empfängern. Auch bei der Auf- und Abbereitung von Einseitenbandsignalen erlangen sie immer größere Bedeutung.

Mechanische Filter sind vor allem aus zwei Gründen relativ schmalbandig. Einmal gestatten nämlich die elektromechanischen Wandler, nur relativ schmalbandige Filter mit elektrischen Widerständen abzuschließen. Zum anderen gelingt es immer nur, relativ schmale Frequenzbereiche frei von störenden Nebenwellen zu halten.

Das Mechanische Filter stellt große Anforderungen an die Herstellungstechnik. Es soll jedoch hier nicht auf technologische Fragen eingegangen werden, obwohl diese für den Bau solcher Filter heute viel wichtiger geworden sind als die theoretischen Grundlagen. Vielmehr sollen die für die Berechnung wichtigen Zusammenhänge dargestellt werden. Es sei dabei auf die Beschreibung bestimmter Typen Mechanischer Filter als periodische Leitung verzichtet, da sie die Verhältnisse nur angenähert wiedergibt. Ausgehend von den Elementen eines Filters, den Resonatoren und Koppelleitungen, läßt sich nämlich für alle Typen Mechanischer Filter die Berechnung auf die bekannte Theorie der elektrischen Koppelfilter zurückführen. Filter mit Dämpfungspolen bei endlichen Frequenzen sollen nicht betrachtet werden, da ihre Bearbeitung noch zu keinem befriedigenden Ergebnis geführt hat. Das mag unter anderem auch daran liegen, daß Polfilter mit Ausnahme der Umgebung von Polstellen wesentlich geringere Sperrdämpfungen haben als Koppelfilter und somit Nebenwellen leichter übertragen.

1. Ersatzbild mechanischer Koppelfilter

Man kann mechanische Resonatoren geschwindigkeits- oder kraftkoppeln. Bei elektrischen Koppelfiltern kennt man entsprechend die Strom- oder Spannungskopplung. Zwei elektromechanische Analogien der Größen Kraft \bar{F} und Geschwindigkeit v einerseits und Strom und

Spannung andererseits sind demzufolge möglich. Die Mechanischen Filter, die sich praktisch bewährt haben, sind immer geschwindigkeitsgekoppelt (Bild 1).

Das hat folgende Ursache: Die Eigenschaften eines Filters sind in erster Linie durch die Schwinggüte und die Stabilität der Resonatoren (im Bild 1 $\frac{\lambda_0}{2}$ -Longitudinalschwinger) gegeben. Diese beiden Qualitäten werden hauptsächlich durch die Eigenschaften des Resonators an der Stelle seiner größten Dehnungsbeanspruchung bestimmt, also am Schwingungsknoten (Kraftmaximum). Beim Filterelement nach Bild 1 liegt diese Stelle weit entfernt vom kritischen Querschnitts-

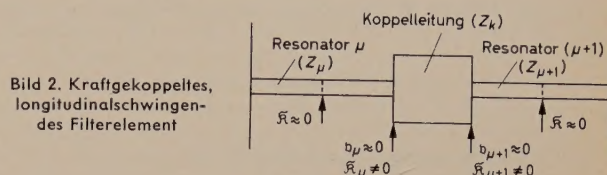


Bild 2. Kraftgekoppeltes, longitudinalschwingendes Filterelement

sprung, beim Filterelement nach Bild 2 jedoch genau dort, wo auch beim beliebig gearteten Herstellungsprozeß am Material irgendwelche Eingriffe vorgenommen werden.

Bei Beschränkung auf geschwindigkeitsgekoppelte Filter und bei Verwendung der Analogie Kraft $\underline{\hat{=}}$ Strom, Geschwindigkeit $\underline{\hat{=}}$ Spannung hat das Gebilde nach Bild 1 (und alle äquivalenten Gebilde aus irgendwelchen Resonatoren und Koppelstücken) das Ersatzschaltbild nach Bild 3.

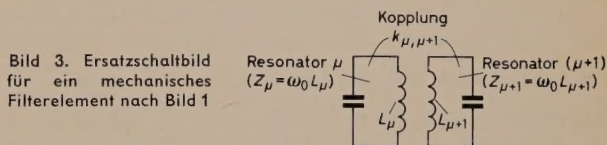


Bild 3. Ersatzschaltbild für ein mechanisches Filterelement nach Bild 1

Dieses Ersatzschaltbild beschreibt die Eigenschaften der Resonatoren, die ja im allgemeinen Gebilde mit verteilter Masse und Elastizität sind, nur in der Nähe der betrachteten Resonanz; das gilt besonders für solche Resonatoren, deren Resonanzverhalten nicht (wie zum Beispiel noch bei der Longitudinal- oder Torsionsschwingung) durch die Eigenlösung einer gewöhnlichen Differentialgleichung 2. Ordnung beschrieben wird. Üblicherweise stellt man die Kopplung $k_{\mu, \mu+1}$ durch ein $\frac{\lambda_0}{4}$ -langes Leitungsstück des Wellenwiderstandes Z_k dar (λ_0

Wellenlänge auf der Koppelleitung in Bandmitte des Filters). Das hat den Vorteil, daß die Bandmitte des Filters dort liegt, wo die Eigenfrequenzen der Resonatoren liegen, wenn die Kopplung Null wird. Das ist dann von großer Bedeutung, wenn die Filter aus einzelnen, vorabgelegenen Resonatoren zusammengebaut werden. Natürlich ist prinzipiell jede andere Koppelleitungslänge möglich, mit Ausnahme der Länge $\frac{\lambda_0}{2}$. Dann ist nämlich das Koppelstück selbst zum

Resonator geworden. Es erscheint im Bild 3 statt der Kopplung ein Längserienkreis in einer koppelfreien Schaltung. Diese Schaltung sei jedoch nicht betrachtet. Sie hat die gleichen Nachteile wie die kraftgekoppelten Filter. Am Rande ist zu bemerken, daß bei Verkürzung der Koppelleitung von $\frac{\lambda_0}{4}$ auf $\frac{\lambda_0}{8}$ die Kopplung von $k_{\mu, \mu+1}$ auf $\sqrt{2} \cdot k_{\mu, \mu+1}$ zunimmt, bei gleichzeitiger Verschiebung der Bandmitte von der Frequenz f_0 auf $f_0 (1 + k_{\mu, \mu+1})$. Bei $\frac{3}{8} \cdot \lambda_0$ -langen

Koppelstücken nimmt die Kopplung wieder um den gleichen Betrag zu, die Bandmitte verschiebt sich aber auf eine Frequenz $f_0 (1 - k_{\mu, \mu+1})$.

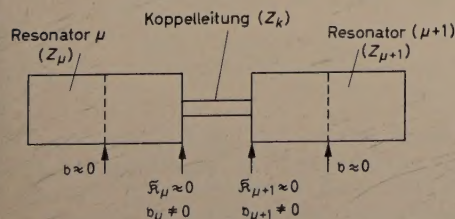


Bild 1. Geschwindigkeitsgekoppeltes, longitudinalschwingendes mechanisches Filterelement

Auch der abgestimmte elektromechanische Wandler am Eingang und Ausgang des Filters hat ein Ersatzschaltbild nach Bild 3. Der erste Schwingkreis wird bei magnetostruktiven Wandlern dargestellt durch die Antriebsschule des Wandlers und einen parallelgeschalteten Kondensator, beim elektrostruktiven oder piezoelektrischen Wandler durch die Antriebskapazität und eine parallelgeschaltete Induktivität. Die elektromechanische Kopplung k_{12} ist beim Longitudinalschwingenden magnetostruktiven Wandler heute maximal etwa 25%, beim elektrostruktiven Bariumtitanatwandler bei Longitudinalschwingern (Schwingung senkrecht zum elektrischen Anregungsfeld) etwa 20%. Er kann durch äußere Maßnahmen auf jeden beliebigen Wert, der kleiner als der maximale ist, eingestellt werden. Statt der Parallelabstimmung des elektrischen Wandlerkreises ist manchmal die Serienabstimmung vorzuziehen, wenn man an niedrige ohmsche Widerstände anpassen muß. An der eigentlichen Filterberechnung ändert dies jedoch nichts. Die Berechnung sei deshalb für parallelabgestimmte elektrische Wandlerkreise angegeben.

2. Berechnung von Koppelfiltern

Am einfachsten berechnet man Koppelfilter mit Hilfe der Wellenparametertheorie. Der Wellenwiderstand des Vierpols nach Bild 3 ist ($Z_\mu = Z_{\mu+1}$)

$$\mathfrak{Z} = Z_\mu \frac{1}{\sqrt{k_{\mu,\mu+1}^2 - v^2}} \quad (1)$$

v ist die Verstimung gegen die Bandmittelfrequenz f_0 .

$$v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{f_0 + \Delta f}{f_0} - \frac{f_0}{f_0 + \Delta f} \approx 2 \frac{\Delta f}{f_0} \quad (2)$$

Die Bandgrenzen des Übertragungsbereiches liegen bei

$$v = v_g = +k_{\mu,\mu+1} \quad \text{und} \quad v = v_g = -k_{\mu,\mu+1} \quad (3)$$

Ein Wellenparameterfilter baut man aus der Kettenschaltung von Vierpolen nach Bild 3 oder Bild 1 auf. Im Innern des Filters werden dann entsprechend dem Ersatzschaltbild nach Bild 3 immer zwei Parallelkreise benachbarter Vierpole parallelgeschaltet. Es erscheinen dort also Kreise mit dem charakteristischen Widerstand $\frac{Z_\mu}{2}$ bei

gleichbleibender Größe der Koppelreaktanz. Die Kopplung dieser Kreise untereinander nimmt also auf den Wert $1/2 \cdot k_{\mu,\mu+1}$ ab. Auch nach Bild 1 ist dies aus der Geometrie leicht zu übersehen. Im Innern des Filters müßte man jetzt λ_0 -lange Kreise verwenden. Statt dessen kann man den Widerstand der Resonatoren ändern, etwa indem man im Falle der $\frac{\lambda_0}{2}$ -langen Longitudinalschwinger des Bildes 1 solche mit doppelt so großem Querschnitt verwendet. Beim ersten Kreis des ersten Vierpols und dem zweiten Kreis des letzten Vierpols einer Vierpolkette tritt keine Parallelschaltung durch benachbarte Kreise auf. Die Kopplung zum nächsten Kreis wird also nur um den Faktor $1/\sqrt{2}$ verringert. Den Innenwiderstand des Generators und des Empfängers, zwischen denen das Filter arbeitet, paßt man nicht in Bandmitte ($v = 0$) an, sondern man macht diese reellen Widerstände R ein wenig kleiner als \mathfrak{Z} ($v = 0$), nämlich $R = 0,8 \cdot \mathfrak{Z}$ ($v = 0$). Betreibt man ein solches Filter beispielsweise zwischen Röhren, so müßten der erste und letzte Kreis die Dämpfung

$$d_1 = d_n = \frac{Z_1}{0,8 \cdot \frac{Z_1}{k_{12}}} = 1,25 \cdot k_{12} \quad (4)$$

erhalten. Für ein n -kreisiges Wellenparameterfilter der relativen Bandbreite v_g ergibt sich zusammengefaßt:

$$\left. \begin{aligned} k_{12} &= k_{n-1,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot v_g \\ k_{23} &= k_{34} = \dots = k_{n-2,n-1} = \frac{1}{2} \cdot v_g \\ d_1 &= d_n = \frac{1,25}{\sqrt{2}} v_g \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Für den Fall, daß ein Koppelfilter nach seinem Betriebsverhalten dimensioniert werden soll, sei auf [8] verwiesen und nur das Ergebnis angegeben. Stellt man nur Forderungen an den Betrag des Übertragungsfaktors und nicht an dessen Phase, so ist ein Filter mit Tschebyscheffschem Verhalten des Übertragungsfaktors im allgemeinen optimal. Beschränkt man sich weiter, wie auch schon im Falle des Wellenparameterfilters, auf nur am ersten und letzten Kreis auftretende Dämpfungen, so gelten für die Kopplungen und diese Dämpfungen die Gl. (6) und (7).

$$k_{\mu,\mu+1} = \frac{v_g}{2} \sqrt{\frac{\sin^2 \mu \frac{\pi}{n} + \sinh^2 \frac{1}{n} \operatorname{ar} \sinh \frac{1}{\sqrt{2m}}}{\sin \frac{2\mu-1}{2n} \pi \cdot \sin \frac{2\mu+1}{2n} \pi}} \quad (6)$$

$$d_1 = d_n = \frac{v_g}{2} \frac{\sinh \frac{1}{n} \operatorname{ar} \sinh \frac{1}{\sqrt{2m}}}{\sin \frac{\pi}{2n}} \quad (7)$$

m ist die im Übertragungsbereich zugelassene Welligkeit. Bei sehr großer Kreiszahl n ($n \rightarrow \infty$) geht die Kopplung der mittleren Kreise (etwa $k_{\frac{n}{2}, \frac{n}{2}+1}$ bei gerader Kreiszahl n) gegen $v_g/2$, den Wert, den

auch die Wellenparametertheorie liefert. Den größten Koppelfaktor erhält man ebenfalls bei der Kopplung zwischen dem ersten und zweiten beziehungsweise zwischen dem $(n-1)$ -ten und n -ten Kreis. Auch hier liefert die Wellenparametertheorie größenordnungsmäßig richtige Werte. Statt dem ersten und letzten Kreise eines sonst nur aus Reaktanzen aufgebauten und zwischen Röhren betriebenen Filters Dämpfungen zu geben, kann man auch den ersten Kreis dämpfungsfrei machen und über den Innenwiderstand

$$R_i = \frac{\omega_0 L_1}{d_1} \quad (8)$$

speisen. Den letzten, ebenfalls verlustfreien Kreis schließt man dann mit dem Widerstand R_a ab.

$$R_a = \frac{\omega_0 L_n}{d_n} \quad (9)$$

Meist gelingt es wegen der hohen Eigendämpfung d_e ($d_e > 10^{-2}$) des elektrischen Wandlerkreises nicht, den Abschluß des Filters allein durch den Generator- oder den Verbraucherwiderstand vorzunehmen. Zusammen mit den Verlusten des mechanischen Resonators des elektromechanischen Wandlers ($d_2 \approx d_{n-1} > 10^{-3}$) sind diese Verluste praktisch ausschließlich für die Grunddämpfung des Filters verantwortlich. Bei sehr schmalbandigen Filtern schließen sie das Filter praktisch schon mit der richtigen Dämpfung ab. Es fällt deshalb schwer, mit solchen Filtern Leistung zu übertragen. Dieser Nachteil macht sich vor allem in Transistorgeräten bemerkbar.

3. Die charakteristischen Widerstände der Koppelleitungen und Resonatoren

Es ist gezeigt worden, daß sich ein Mechanisches Filter durch eine Koppelfilterschaltung beschreiben läßt, deren erster und letzter Kreis der elektrische Kreis des elektromechanischen Wandlers ist. Die Größen der Kopplungen bei vorgegebener Kreiszahl n , relativer Bandbreite v_g und Welligkeit m des Filters sind bestimmt. Jetzt sind noch die charakteristischen Widerstände der Resonatoren und Koppelleitungen und daraus die Geometrie des Filterkörpers zu ermitteln. Die Kopplung zwischen zwei Kreisen ist durch das Verhältnis

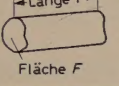
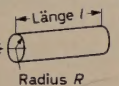
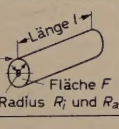
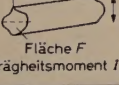
$$k_{\mu,\mu+1} = \frac{\sqrt{Z_\mu \cdot Z_{\mu+1}}}{Z_k} \quad (10)$$

gegeben. Die absoluten Werte von Z_μ , $Z_{\mu+1}$ und Z_k kann man im Falle des elektrischen Filters so wählen, daß das Gesamtfilter zwischen vorgeschriebenen Widerständen arbeitet. Dies gilt beim Mechanischen Filter für die elektrischen Wandlerkreise, wo man mit ge-

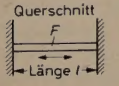
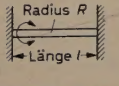

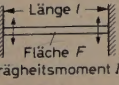
wissen Einschränkungen bei der Wahl der Selbstinduktion $L_1 = Z_1/\omega_0$ beziehungsweise $L_n = Z_n/\omega_0$ des magnetostriktiven Wandlers oder bei der Wahl der Kapazität $C_1 = \frac{1}{Z_1 \omega_0}$ beziehungsweise $C_n = \frac{1}{Z_n \omega_0}$ des elektrostriktiven Wandlers ja auch frei ist. Beim mechanischen Filterkörper wählt man die absolute Größe der Widerstände auf Grund von herstellungstechnischen Forderungen, vor allem auch aus Gründen der Nebenwellenunterdrückung. Ferner hat die absolute Größe des charakteristischen Widerstandes Bedeutung im Hinblick auf die Größe der maximal übertragbaren Leistung. Diese ist nämlich durch den zur Verfügung stehenden Querschnitt vor allem der keramischen Wandlerresonatoren begrenzt ($\approx 5 \text{ W/cm}^2$). In Tab. I und Tab. II sind für die gebräuchlichen Arten von Resonatoren und Koppelleitungen die charakteristischen Widerstände, die Lage der Eigenfrequenzen und die Länge der Koppelleitungen zusammengestellt. Über Gl. (10) ist damit bei Wahl eines oder mehrerer geeignet scheinender Schwingungsformen und des Absolutwertes des charakteristischen Widerstandes der Resonatoren oder der Koppelleitungen die Geometrie des Filterkörpers einschließlich des Resonators des elektromechanischen Wandlers bestimmt. Es wird noch gezeigt werden, daß die Freiheit, beliebige Schwingungsformen und Abmessungen der nicht die Eigenfrequenz der Resonatoren und die $\frac{\lambda_0}{4}$ -Länge der Koppelleitungen bestimmenden Abmessungen des Filters zu wählen, durch die Forderung nach Nebenwellensicherheit sehr eingeschränkt ist.

In Tab. I und II beachte man, daß die Dimension des charakteristischen Widerstandes $Z_\mu +$ und $Z_k +$ bei torsional angeregten Torsionsleitungen eine andere ist als bei den übrigen Widerständen, nämlich $[Z_\mu +] = [Z_k +] = [\text{cm}^2 \cdot \text{g}^{-1} \cdot \text{s}]$, während sonst $[Z_\mu] = [Z_k] = [\text{g}^{-1} \cdot \text{s}]$ gilt. Man sieht also auch hieran, daß diese beiden verschiedenen

Tab. I. Charakteristische Widerstände der Resonatoren

Longitudinal-schwinger [3]		$Z_\mu = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{s}{Q \cdot c_l \cdot F}$	$l = s \cdot \frac{\lambda_0}{2} = \frac{s}{2f_0} \cdot c_l$ $s = 1, 2, \dots \text{ganz}$
Torsions-schwinger bei Torsionskopplung [9]		$Z_\mu^* = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{s}{Q \cdot c_T \cdot R^4}$	$l = s \cdot \frac{\lambda_0}{2} = \frac{s}{2f_0} \cdot c_T$
Torsions-schwinger bei Longitudinalkopplung [6]		$Z_\mu = 2 \cdot \frac{c_l}{c_T} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{s}{Q \cdot c_l \cdot F} \cdot \frac{1}{1 - \frac{R_1^4}{R_2^4}}$	$l = s \cdot \frac{\lambda_0}{2} = \frac{s}{2f_0} \cdot c_T$
Biege-schwinger am freien Ende [9]		$Z_\mu = \frac{2}{\pi \cdot f_0} \cdot \frac{1}{Q \cdot I \cdot F}$	$l = r_s \cdot \sqrt{\frac{c_l}{2\pi f_0}} \cdot \sqrt{\frac{I}{F}}$ $r_s = 4,730, 7,853, \dots \pi(s + \frac{1}{2})$ $I = \text{Flächenträgheitsmoment um punktierte Achse}$

Tab. II. Charakteristische Widerstände der Koppelleitungen

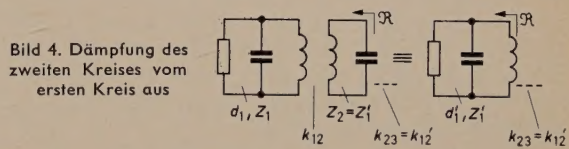
Longitudinalkoppler [3]		$Z_k = \frac{1}{Q \cdot c_l \cdot F}$	$l = (2s-1) \frac{\lambda_0}{4} = \frac{2s-1}{4} \cdot \frac{c_l}{f_0}$
Torsionskoppler für Torsions-schwinger [3]		$Z_k^* = \frac{1}{Q \cdot c_T \cdot R^4}$	$l = (2s-1) \frac{\lambda_0}{4} = \frac{2s-1}{4} \cdot \frac{c_T}{f_0}$
Longitudinalkoppler [3]		$Z_k = \frac{F_2}{Q \cdot c_l \cdot F_1^2}$	$l = (2s-1) \frac{\lambda_0}{4} = \frac{2s-1}{4} \cdot \frac{c_l}{f_0}$
Biegekoppler		$Z_k = \frac{r_s^2}{\sqrt{8} \cdot f_0} \cdot \frac{1}{Q \cdot I \cdot F}$	$l = r_s \sqrt{\frac{c_l}{2\pi f_0}} \cdot \sqrt{\frac{I}{F}}$ $r_s = 2,36, 5,50, \dots \pi(s - \frac{1}{4})$

Arten von Resonatoren und Koppellementen nicht zusammen in einem Filter erscheinen können. Über die in Tab. I und II genannten Resonator- und Koppellementtypen hinaus kann man noch komplizierter schwingende Körper in Mechanischen Filtern verwenden. Es sei nur an die Filter mit Resonatoren aus Plattenbiegern erinnert [10]. Es zeigt sich jedoch, daß bei Schwingern mit mehreren ausgeprägten Freiheitsgraden ihrer Bewegung die Berechnung der Filtereigenschaften äußerst kompliziert wird. So wird bei dem erwähnten Filter aus kreisrunden Plattenschwingern die Kopplung nicht nur durch eine Longitudinalbewegung der Koppeldrähte am Plattenrand vermittelt, sondern es treten infolge einer axialen Bewegung der Kreisscheibe noch Scherkräfte im Koppeldraht auf, die ebenfalls zur Verkopplung beitragen [6]. Die in Tab. I und II aufgeführten Grundtypen zeichnen sich dadurch aus, daß bei ihnen in der Hauptsache nur ein Freiheitsgrad der Bewegung angeregt wird. Dies wird um so besser gelten, je schlanker die Resonatoren und Koppellemente sind.

4. Realisierung der Abschlußdämpfung

Im vorangehenden wurde vorausgesetzt, daß der elektrische Wandlerkreis der letzte Kreis des Filters sei. Es wäre nun zwar sehr natürlich, diesen Kreis für die Selektion zu nutzen, jedoch sprechen die gegenüber den Metallresonatoren um den Faktor 10...100 schlechteren Temperaturkoeffizienten und Alterungsraten von LC-Kreisen dagegen. Häufig reichen bei sehr hochwertigen Filtern auch die Qualitäten der mechanischen Wandlerkreise noch nicht aus. Dann verwendet man zweckmäßigerweise diesen Kreis nicht für die Selektion und berechnet ein Filter, das nur aus den Metallresonatoren besteht. In diesem Fall muß man den elektrischen Wandlerkreis so breitbandig und die Kopplungen bis zum ersten Metallresonator hin so fest machen, daß an diesem Resonator im Übertragungsbereich des Filters praktisch nur der ohmsche Dämpfungswiderstand des elektrischen Wandlerkreises transformiert wird. An der dargestellten Berechnungsweise ändert sich nichts.

Es sei jetzt die Erzeugung der benötigten Dämpfung zunächst für den Fall diskutiert, daß der mechanische Wandlerkreis (der zweite Kreis des gesamten Filters) der erste für die Selektion maßgebende Kreis ist. Es soll also für die Schaltung des Filters näherungsweise die im Bild 4 dargestellte Äquivalenz gelten.



Der Kreis mit dem charakteristischen Widerstand Z_1' ist der erste für die Selektion wirksame Kreis. Gl. (11) drückt dasselbe aus.

$$\Re = Z_1' \cdot \frac{1}{jv \frac{d_1^2 - k_{12}^2 + v^2}{d_1^2 + v^2} + \frac{k_{12}^2 d_1}{d_1^2 + v^2}} \approx Z_1' \cdot \frac{1}{jv + d_1'} \quad (11)$$

Dies soll nun innerhalb der relativen Bandbreite des Filters bis zur Verstimmung an den Bandgrenzen $v = v_g$ gelten. Man hat also

$$\frac{d_1^2 - k_{12}^2 + v_g^2}{d_1^2 + v_g^2} \approx 1 \quad (12)$$

und

$$\frac{k_{12}^2 d_1}{v_g^2 + d_1^2} = d_1' \quad (13)$$

Mit $d_1 \gg v_g$ wird die eintransformierte Dämpfung nach Gl. (13) frequenzunabhängig innerhalb der Filterbandbreite. Um die sich aus der Filterberechnung ergebende Dämpfung d_1' zu erzeugen, hat man dann dem elektrischen Wandlerkreis eine Dämpfung d_1 nach Gl. (13a) zu geben.

$$d_1 = \frac{k_{12}^2}{d_1'} \quad (13a)$$

Aus Gl. (12) folgt mit $d_1 \gg v_g$ die weitere Forderung, daß $k_{12} \gg d_1$ sein muß, und mit Gl. (13a) folgt hieraus, daß $k_{12} \gg d_1'$ bleibt. Es gilt also $d_1 \gg k_{12} \gg d_1'$. Die Forderung ist verständlich, denn d_1' ist

etwa so groß wie die relative Bandbreite, und $k_{12} \gg d_1'$ sagt dann nur, daß der elektrische Wandlerkreis die Selektion nicht mehr beeinflußt.

Für den Fall, daß man auch den mechanischen Wandlerkreis aus der Filterselektion herausnimmt, gilt analog zum Vorhergehenden das Bild 5.

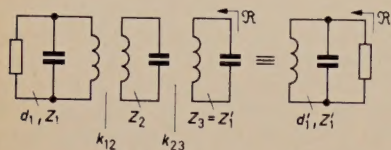


Bild 5. Dämpfung des dritten Kreises vom ersten Kreis aus

Der Kreis mit dem charakteristischen Widerstand Z_1' ist wieder der erste für die Selektion im Filter wirksame Kreis. Die den Gleichungen (12) und (13) entsprechenden Gleichungen sind

$$\frac{v_g^4 + v_g^2(d_1'^2 - 2k_{12}^2 - k_{23}^2) - d_1'^2 k_{23}^2 + k_{12}^2(k_{12}^2 + k_{23}^2)}{v_g^4 + v_g^2(d_1'^2 - 2k_{12}^2) + k_{12}^4} \approx 1 \quad (14)$$

und

$$d_1' = d_1 \frac{k_{12}^2 \cdot k_{23}^2}{v_g^4 + v_g^2(d_1'^2 - 2k_{12}^2) + k_{12}^4} \quad (15)$$

Zunächst folgt aus Gl. (14), wenn man wieder fordert $k_{12} \gg v_g$,

$$\frac{-d_1'^2 k_{23}^2 + k_{12}^2(k_{12}^2 + k_{23}^2)}{k_{12}^4} \approx 1 \text{ oder } k_{12} \approx d_1 \quad (16)$$

ganz im Gegensatz zum vorhergehenden Fall. Aus Gl. (15) und (16) folgt dann mit $k_{12} \gg v_g$

$$d_1' = d_1 \frac{k_{23}^2}{k_{12}^2} = \frac{k_{23}^2}{d_1} \quad (17)$$

Wegen $k_{12} = d_1 \gg v_g \approx d_1'$ gilt hier für k_{23} dasselbe wie oben für k_{12} , nämlich $d_1 \gg k_{23} \gg d_1'$.

Ein Beispiel dient der Erläuterung: Ein Filter bei 200 kHz mit 4 kHz Bandbreite, einer relativen Bandbreite von $v_g = 2\%$ sei am ersten Metallresonator mit einer Dämpfung von $d_1' = 1,5\%$ abzuschließen. Der elektromechanische Koppelfaktor k_{12} betrage 15%, die Dämpfung des elektrischen Kreises d_1 nach Gl. (16) ebenfalls 15%. Dann erhält man für die Kopplung k_{23} nach Gl. (17) etwa den Wert 4,75%. Man überzeugt sich, daß Gl. (14) und (15) bis auf Fehler von etwa 1% an den Bandgrenzen eingehalten werden.

5. Bedeutung der Nebenwellen

Nach den vorstehenden Angaben kann eine große Anzahl verschiedener schmalbandiger Filtertypen berechnet werden. Neben den präzisen Angaben über Querschnittsverhältnisse und Längen des mechanischen Filterkörpers bleibt das Verhältnis der frequenzbestimmenden Längen zu den Querabmessungen der eigenen Wahl frei. Diese Freiheit ist unbedingt notwendig, um aus einer Schar verschiedener Filter des gleichen Typs dasjenige auswählen zu können, das genügend nebenwellenfrei ist. Das Auftreten von Nebenwellen ist nämlich nur in wenigen Fällen theoretisch vorherzusagen [11]. Dann allerdings existieren auch strenge Vorschriften für alle bisher noch freien Maße. Die Ursache für die schwierige Vorherbestimmung von Störresonanzen ist darin zu suchen, daß keine strengen Lösungen der Schwingungsgleichungen eines allseitig frei schwingenden elastischen Körpers existieren. Nicht einmal alle Schwingungen von Kreiszyllindern sind exakt angebar. Noch hoffnungsloser ist dann natürlich der Versuch, ein aus vielen Teilen zusammengesetztes Mechanisches Filter bezüglich aller Resonanzen wenigstens in einem engen Frequenzgebiet zu erfassen.

Die auftretenden Nebenwellen kann man grob nach dem Grad ihrer Verkopplung untereinander in zwei Gruppen aufteilen. Bei schwacher Verkopplung kann man die Störresonanzen einzelnen Filterelementen zuordnen. Dann werden die Schwingungen ungünstig dimensionierter Elemente (Resonatoren oder Koppelleitungen) schwach miteinander in Wechselwirkung treten. Diese Art von Nebenwellen läßt sich einfach dadurch unterdrücken, daß man sie entweder genügend weit vom gewünschten Übertragungsbereich entfernt (durch Wahl geeigneter „freier“ Abmessungen) oder dafür sorgt, daß in einem Filter alle

Nebenwellen der Einzelemente so weit voneinander entfernt sind, daß sie sich nicht mehr ver koppeln: Ihr Frequenzabstand muß groß gegenüber ihrer Verkopplung sein. Das gelingt natürlich nicht mehr bei sehr starker Verkopplung. Hier kann man die störenden Resonanzen nur noch gemeinsam möglichst weit weg vom Übertragungsbereich legen. Die Störresonanzen erzeugen einen eigenen, sehr breiten Übertragungsbereich, den man praktisch immer nur durch zusätzliche elektrische Selektionsmittel unterdrücken kann. Diesen Fall findet man beim torsional gekoppelten Torsionsfilter. Durch Biege wellenausbreitung wird ein zweiter Übertragungsbereich in der Nähe des sehr viel schmaleren Bereiches der Torsionswellenausbreitung geschaffen. Als Regel sollte man deshalb fordern, daß die Verkopplung der gewünschten Resonanzen stärker sein soll als die der Störresonanzen.

Im ganzen läßt sich zum Problem der Nebenwellen sagen, daß es wenigstens bei einigen Filtertypen gelungen ist, diese Störungen zu beherrschen.

Damit ist zum Problem der Berechnung von relativ schmalbandigen Mechanischen Filtern das Wesentliche gesagt.

Schrifttum

- [1] Adler, R.: Compact electromechanical filter. Electronics Bd. 20 (1947) Nr. 4, S. 100–105
- [2] Roberts, W. B., u. Burns, L. L.: Mechanical filters for radiofrequencies. RCA Rev. Bd. 10 (1949) Nr. 3, S. 348–365
- [3] Burns, L. L.: A band-pass mechanical filter for 100 kilocycles. RCA Rev. Bd. 13 (1952) S. 34–46
- [4] George, R. W.: Electromechanical filters for 100 kc carrier and sideband selection. Proc. IRE Bd. 44 (1956) Nr. 1, S. 14–18
- [5] Börner, M., Kettel, E., u. Ohnsorge, H.: Mechanische Filter für die Nachrichtentechnik. Telefunken-Ztg. Bd. 31 (1958) Nr. 120, S. 105–114
- [6] Sharma, R. C.: Theory of electromechanical filters. Collins-Radio-Company, Report Nr. CER-W900, February 18, 1959
- [7] Pieper, H. D.: Mechanische Filter. Telefunken-Ztg. Bd. 32 (1959) Nr. 126, S. 279–283
- [8] Henze, E.: Bandfilter vom Tschebyscheffschen Typ mit beliebig vielen Kreisen. Arch. elektr. Übertr. Bd. 9 (1955) S. 131–139
- [9] ● Mason, W. P.: Electro-mechanical transducers and wave filters. New York/London 1948, Nostrand
- [10] Sharma, R. D.: Equivalent circuit of a resonant, finite, isotopic, elastic, circular disk. J. ASA Bd. 28 (1956) Nr. 6, S. 1153–1158
- [11] Börner, M.: Biegeschwingungen in mechanischen Filtern. Telefunken-Ztg. Bd. 31 (1958) Nr. 120, S. 115–123, u. Nr. 121, S. 188–196

(eingegangen am 25. April 1960)

Telefunken-Halbleiterwerk Heilbronn

Am 15. November 1960 konnte Telefunken das Halbleiterwerk Heilbronn einweihen. Wegen der zunehmenden Bedeutung der Halbleiter-Bauelemente hatte man hier im Januar 1959 den Grundstein zu einer Fabrik gelegt, die in ihrer Konzeption und Ausführung vielleicht einmalig in Europa ist und als derzeit optimale Lösung für eine Halbleiterfabrik angesehen werden kann.

Kennzeichen der ersten Ausbaustufe des gesamten Gebäudekomplexes, der später einmal die Form eines „H“ haben wird, ist die frei tragende erdgeschossige Haupthalle als Schwerpunkt der Fertigung. Mit ihr verbunden sind das fünfstöckige West-Gebäude und das vorerst zweistöckige und später fünfstöckige Südgebäude. Alle Gebäude wurden in Stahlbeton errichtet. Die große Fertigungshalle ist in ihrer Art ein Meisterstück. Man verzichtete hier ganz auf Trennwände, damit die Fertigung fließend und übersichtlich bleibt. Beim Betreten dieser Halle hat man deshalb auch keineswegs den Eindruck, in einer Fabrik zu sein, sondern man wird mehr an die sterile Atmosphäre eines Operationssaales erinnert. Die Fertigung von Halbleitern ist ohne größte Sauberkeit undenkbar. Deshalb halten nicht nur große Klimaanlage Luftfeuchtigkeit und Temperatur innerhalb sehr enger Toleranzen konstant, sondern große Filteranlagen sorgen dafür, daß die Luft zu 99,98% staubfrei ist. Diesem Zweck dienen zusätzlich zu den Reinigungsmatten vor den Fertigungsräumen Schuhputzmaschinen und Luftschleusen.

Bereits heute arbeiten in dem neuen Telefunken-Werk 1500 Mitarbeiter, in der überwiegenden Zahl Frauen. Es ist geplant, in einer zweiten Ausbaustufe die Fertigungskapazität noch zu vergrößern und weitere Abteilungen der Halbleiter-Technik und des -Vertriebs dann nach Heilbronn zu verlegen.

Der Beitrag gibt einen Überblick über die Vielfalt der thermischen Probleme bei Transistoren. Insbesondere wird auf die Frage der Lebensdauer in Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur, der Berechnung und Messung thermischer Innenwiderstände sowie auf die Problematik der Kühlflächen eingegangen.

Wärmeüberlegungen spielen im allgemeinen bei Transistoren eine wesentlich größere Rolle als bei Röhren. Einmal deswegen, weil sich die Transistordaten sehr viel stärker mit der Temperatur ändern als die Röhrendaten, zum anderen, weil bei Transistoren, vor allem bei den Germaniumtypen, relativ niedrige Grenztemperaturen eingehalten werden müssen, was bei Leistungstypen oft eine sorgfältige Betrachtung sowohl der Wärmeableitungsverhältnisse als auch des Wärmehaushalts der betreffenden Geräte erfordert. Da der Transistor im Emitter eine „kalte Katode“ hat, die auf Änderungen der Umgebungstemperatur stärker reagiert als die auf einige hundert Grad hochgeheizte Katode der Röhre, ist die starke Temperaturabhängigkeit der Transistordaten durchaus verständlich und leider von prinzipiellem Charakter. Man kann aber durch schaltungstechnische Maßnahmen die Datenänderungen in weiten Grenzen abfangen und unschädlich machen. Sofern der Transistor nur mit kleinen Leistungen betrieben wird, zum Beispiel in HF-Stufen oder NF-Vorstufen, braucht man nur die möglichen Änderungen der Umgebungstemperatur in Rechnung zu setzen, um die Verhältnisse einigermaßen zu übersehen [1, 2, 3, 4, 5]. Die Situation ändert sich aber, sobald es um höhere Leistungen geht. Dann kommt die Eigenwärmerhöhung des Systems hinzu und neben der Datenänderung zugleich auch die Frage, wie weit man einen Transistor überhaupt belasten darf, ohne ihn zu zerstören.

1. Maximale Sperrschichttemperatur und Lebensdauer

Die maximale Belastbarkeit ist zunächst nur eine Frage der maximalen Temperatur, die das Transistorelement auf die Dauer aushalten kann. Klärung dieses Problems ist Sache des Transistorenherstellers,

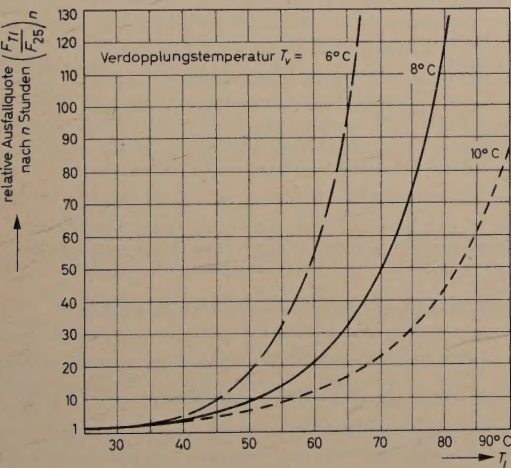


Bild 1. Relative Ausfallquote FTI/FT_{25} (FTI ist die Fehlerrate bei der Lagertemperatur T_i , FT_{25} die Fehlerrate bei 25°C) als Funktion der Lagertemperatur (n = Testdauer)

der zu diesem Zweck größere Posten von Transistoren in verschiedenen Temperaturbereichen über Hunderte oder Tausende von Stunden belastet (Lebensdauertest), die Datenänderungen — insbesondere der Sperrströme und Sperrspannungen der Emitter- und Kollektordiode — verfolgt und die Ausfallquoten feststellt. Dabei können die Grenzen ziemlich willkürlich gewählt werden. Solche Lebensdaueruntersuchungen ergaben zum Beispiel, daß man bei Germaniumtransistoren auf die Dauer nicht über etwa 80°C hinausgehen sollte (einige Firmen lassen allerdings 90°C oder sogar 100°C zu) und bei Siliziumtransisto-

ren auf die Dauer nicht über etwa 175°C, wobei auch hier wieder einige Firmen höher gehen, bis zu etwa 200°C. Allgemein scheint sich aus solchen Lebensdaueruntersuchungen eine Gesetzmäßigkeit herauszukristallisieren, nach der sich die Ausfallquote in einem beliebigen, aber sonst für alle vergleichenden Betrachtungen gleichen Zeitraum verdoppelt, wenn man die Sperrschichttemperatur im Dauerbetrieb um etwa 5...10°C erhöht (Bild 1). Die aus den Lebensdaueruntersuchungen gewonnenen maximal zulässigen Sperrschichttemperaturen sind an sich noch keine prinzipiellen Grenzwerte. Sie entsprechen nur dem augenblicklichen Stand der Technik und werden möglicherweise eines Tages, wenn man den Mechanismus der Zerstörung genauer kennen und beherrschen gelernt hat, höher heraufgesetzt werden können; so weit jedenfalls, bis das naturgegebene reversible Anwachsen der Sperrströme dem Anwender ein Arbeiten bei noch höheren Temperaturen unmöglich macht. Vorerst sind aber die augenblicklichen Erfahrungswerte der maximalen Sperrschichttemperatur verbindlich, und die Aufgabe des Transistorenentwicklers ist es, speziell bei Leistungstransistoren die Wärmeableitung so gut auszubilden, daß mit entsprechenden äußeren Kühlflächen trotz der starken Wärmeentwicklung in der Kollektorsperrschicht die Temperaturen dort nicht über die maximal zulässigen ansteigen.

2. Wärmeableitung und thermischer Innenwiderstand

Grundsätzlich kann die in der Kollektorsperrschicht entstehende Wärme auf dreierlei Weise aus dem System herausgeführt werden: über den Kollektor, die Basis oder über den Emitter (Bilder 2a, b, c). Bei den kleineren Transistoren bis zu etwa 500 mW Verlustleistung wird die Wärme meistens über die Basis abgeführt. Die großen Leistungstypen dagegen haben fast ausschließlich Kollektorkühlung, weil hier wegen der Großflächigkeit des Kollektors und der unmittelbaren Nähe der wärmeerzeugenden Sperrschicht die größten Wärmemengen abgeleitet werden können. Die Emitterkühlung dagegen hat sich bisher so gut wie gar nicht in der Praxis eingeführt, obwohl sie vielen Anwendern nicht unangelegentlich käme. Vor allem in der Hochfrequenztechnik ist es unangenehm, wenn man den Kollektor als meistens strommäßig heißen Teil einer Schaltung mit einer ausgedehnten Kühlfläche versehen muß, die große Streukapazitäten hat und außerdem wilde Kopplungen hervorrufen kann. Aber auch schon in der Niederfrequenztechnik bevorzugt man eine galvanische Trennung des Kollektors von der Kühlfläche, ohne auf eine gute Wärmeableitung verzichten zu wollen. Man erreicht das dadurch, daß man an einer geeigneten Stelle des Wärmeweges, meistens dort, wo sich der Wärmestrom in einen großen Querschnitt auffächert, eine dünne Isolationsfolie (Glimmer oder Kunststoff) einführt. Sie bewirkt die galvanische Trennung, und wenn sie hinreichend dünn (etwa 10 µ) ist, bleibt der Wärmestau an ihr in erträglichen Grenzen. Solche Trennfolien werden entweder vom Hersteller gleich in den Transistor eingebaut oder aber als Unterlegfolien mitgeliefert. Stellenweise propagiert man dafür auch eloxierte Aluminiumfolien. Die dünne Oxidschicht sperrt dabei etwa 250 V, was für Transistorschaltungen ausreichend ist, und bietet dem Wärmefluß kaum einen Widerstand. Das Herstellungsverfahren dieser Folien wurde bereits beschrieben [6]. Ein weiterer interessanter Stoff in diesem Zusammenhang ist auch das Berylliumoxyd, das eine außerordentlich gute Wärmeleitfähigkeit (Tab. I) mit gutem elektrischen Isolationsvermögen verbindet.

Ein Maß für die Güte der Wärmeableitung eines Transistors ist der thermische Innenwiderstand R_i . Er ist definiert als die Temperaturdifferenz zwischen Sperrschicht und Gehäuse, die je Watt oder Milliwatt Verlustleistung N_v entsteht.

$$R_i = \frac{T_s - T_g}{N_v} \tag{1}$$

(T_s ist die Sperrschichttemperatur, T_g die Gehäusetemperatur.) Er wird in der Dimension °C W⁻¹ oder °C mW⁻¹ angegeben. Je größer der Widerstand, um so schlechter ist die Wärmeableitung. Thermische

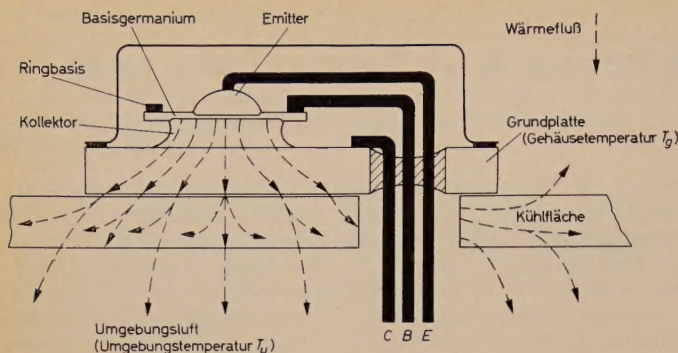


Bild 2a. System mit Kollektorkühlung

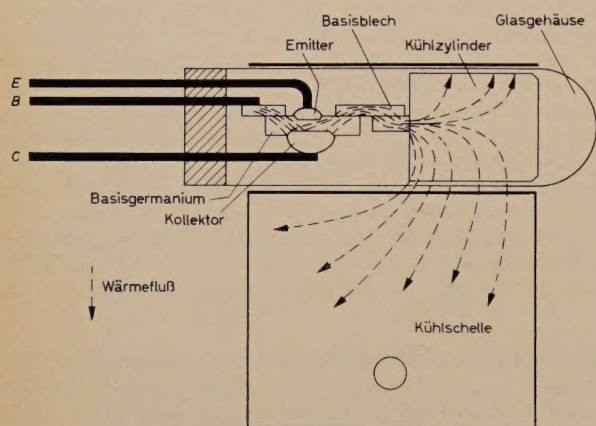


Bild 2b. System mit Basiskühlung

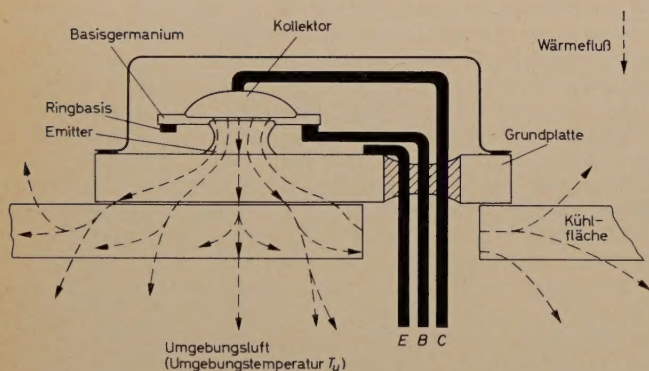


Bild 2c. System mit Emitterkühlung

Innenwiderstände oder maximale Verlustleistungen für vorgegebene Temperaturintervalle $T_s - T_g$ geben die Transistorenhersteller für ihre einzelnen Typen an. Man kann sie leicht messen, worauf später noch genauer eingegangen werden soll.

3. Berechnung thermischer Innenwiderstände

Die Berechnung von R_i bereitet an sich keine besonderen Schwierigkeiten, wenn die Geometrien einfach sind und der Wärmetransport nur durch reine Leitung, also nicht durch Strahlung, Gas- oder Flüssigkeitskonvektion erfolgt. Dann kann man die bekannte Formel zur Berechnung elektrischer Widerstände übernehmen, das heißt

$$R_i = \int \frac{dx}{\kappa(x) \cdot F(x)} \quad (2)$$

ansetzen, worin κ die Wärmeleitfähigkeit in $\text{mW cm}^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ und F die Querschnittsfläche des Wärmeflusses in cm^2 ist. R_i erscheint dann in $^\circ\text{C mW}^{-1}$. Ein einfaches Beispiel mag den Rechnungsgang kurz erläutern. Im Bild 3 ist der Schnitt durch einen kollektorgekühlten Leistungstransistor gezeigt. Die in der Kollektorsperrschicht s erzeugte Wärme läuft zunächst durch eine Schicht rekristallisierten Germaniums von der Dicke d_1 (50μ), dann durch eine Schicht metallischen Indiums von der Dicke d_2 (300μ) und schließlich durch

die Kupfergrundplatte von der Dicke d_3 (3 mm). Damit setzt sich der Innenwiderstand aus drei Teilwiderständen additiv zusammen. Mit den im Bild 3 angegebenen Zahlenwerten und den entsprechenden Wärmeleitfähigkeiten aus Tab. I ergibt sich für die rekristallisierte Germaniumschicht

$$R_1 = \frac{d_1}{\kappa_1 \cdot F_1} = \frac{1000 \cdot 50 \cdot 4 \cdot 100}{85 \cdot 10^4 \cdot \pi \cdot 9} = 0,85^\circ\text{C W}^{-1}, \quad (3a)$$

für die Indiumschicht

$$R_2 = \frac{d_2}{\kappa_2 \cdot F_1} = \frac{1000 \cdot 300 \cdot 4 \cdot 100}{250 \cdot 10^4 \cdot \pi \cdot 9} = 1,70^\circ\text{C W}^{-1} \quad (3b)$$

und für den Wärmekegel in der Kupfergrundplatte

$$R_3 = \frac{d_3}{\pi \cdot \kappa_3 \cdot a \cdot b} = \frac{1000 \cdot 3 \cdot 10}{\pi \cdot 3900 \cdot 10 \cdot 1,5 \cdot 1} = 0,17^\circ\text{C W}^{-1} \quad (3c)$$

$$R_1 + R_2 + R_3 = R_i = 2,72^\circ\text{C W}^{-1}$$

Nach Gl. (1) entspricht das beispielsweise bei 30°C Temperaturdifferenz zwischen Sperrschicht und Gehäuse einer Verlustleistung von 11 W.

Dieser Wert läßt sich jedoch selbst bei idealer Kühlung durch eine unbegrenzt große Kühlfläche in der Praxis nicht ausnutzen, weil zwischen der Grundplatte des Transistors und der Kühlfläche noch ein Wärmekontaktwiderstand R_k auftritt (Druckkontakt durch Anschrauben des Transistors an das Chassis). Er läßt sich nach der Beziehung

$$R_k = \frac{1}{\sigma_k \cdot F} \quad (3d)$$

berechnen, wobei σ_k die sogenannte Kontaktleitzahl ist. Sie wird in $\text{W cm}^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ angegeben und ist beispielsweise bei einer mittleren Rauigkeit der metallischen Kontaktflächen F und einem Kontakt-

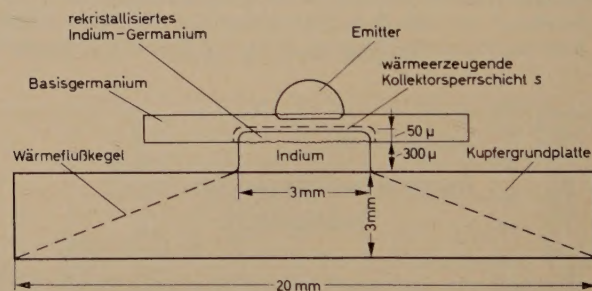


Bild 3. Detaillierter Schnitt durch ein kollektorgekühltes System zur Berechnung des inneren Wärmewiderstandes R_i

Tab. I. Wärmeleitfähigkeit häufig benutzter Materialien

Material	Wärmeleitfähigkeit für 25°C [mW $\text{cm}^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$]	Material	Wärmeleitfähigkeit für 25°C [mW $\text{cm}^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$]
Silber	4000...4200	Indium-Germanium, rekristallisiert	85
Kupfer	3850...3950	Keramik, Porzellan	8... 18
Gold	3150	Glas	8,5
Aluminium	2100...2300	Kunststoffe, organisch	2... 10
Berylliumoxyd	1500...2000	Paraffin, Glycerin	2,5... 3
Molybdän	1430	Öl, Petroleum	≈1,7
Messing	800...1100	Vaseline	1,9
Silizium	850	Wasserstoff, Helium	1,9
Nickel	650... 850	Tetrachlorkohlenstoff	1,0
Eisen	700	Kork	0,4
Zinn	650	Luft (Stickstoff, Sauerstoff)	0,25
Germanium	600		
Indium	250		
Fernico	≈120		

druck von $10 \dots 20 \text{ kg cm}^{-2}$ ungefähr $\sigma_k = 0,2 \text{ W cm}^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ [12]. Das bedeutet bei dem im Bild 3 angegebenen Grundplattendurchmesser einen Kontaktwiderstand von

$$R_k = \frac{1}{0,2 \cdot \pi} = 1,6^\circ \text{C W}^{-1},$$

ein Wert, der bei Systemen mit Wärmewiderständen R_i bis zu etwa 10°C W^{-1} durchaus berücksichtigt werden sollte. Ob man ihn nun zum Innenwiderstand R_i des Transistors oder zum Austauschwiderstand R_a der Kühlfläche zählt, ist Ansichtssache.

Wärmewiderstände basisgekühlter Transistorsysteme kann man in ähnlicher Weise wie in den Gl. (3a), (3b) und (3c) ausrechnen. Man findet weitere Einzelheiten über derartige Wärmewiderstandsberechnungen von Transistorsystemen in der Literatur [7, 8].

4. Die thermische Ersatzschaltung

Das Zusammenwirken von Kühlfläche und Transistor läßt sich am besten an Hand der im Bild 4 angegebenen thermischen Ersatz-

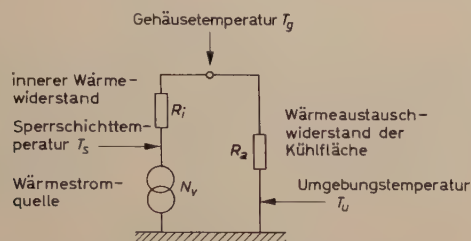


Bild 4. Thermische Ersatzschaltung eines Transistors mit angeschlossener Kühlfläche

schaltung übersehen. Sie besteht aus der Leistungseinströmung N_v , die die im System erzeugte Wärmeleistung repräsentiert, aus dem thermischen Innenwiderstand R_i des Transistors und schließlich aus dem Wärmeaustauschwiderstand R_a der angeschlossenen Kühlfläche. Letzterer ist ein Maß für die Wärmeableitung von der Kühlfläche zur Umgebungsluft. Er hängt von Größe, Dicke und Material der Kühlfläche ab und — sofern eine nennenswerte Luftkonvektion entlang der Kühlfläche besteht — auch von deren Oberflächenbeschaffenheit. Die thermische Ersatzschaltung stellt einen aktiven thermischen Zweipol dar, mit Einströmung und Innenwiderstand und daran angeschlossenem Belastungswiderstand. Setzt man Wärmewiderstände wie bisher in der elektrothermischen Dimension $^\circ\text{C W}^{-1}$ und Wärmeleistungen in Watt ein, dann kann man ohne Umrechnungsfaktoren nach einfachen, dem Ohmschen Gesetz entsprechenden Beziehungen direkt Temperaturdifferenzen ausrechnen. Für den Temperaturabfall ΔT_i zwischen Sperrschicht (T_s) und Gehäuse (T_g) gilt beispielsweise

$$\Delta T_i = R_i \cdot N_v \quad \Delta T_i = T_s - T_g, \quad (4)$$

für die Temperaturdifferenz ΔT_a zwischen T_u und T_g

$$\Delta T_a = R_a \cdot N_v \quad \Delta T_a = T_g - T_u \quad (5)$$

und für die totale Temperaturdifferenz ΔT_t zwischen Sperrschicht und Umgebungsluft entsprechend

$$\Delta T_t = (R_i + R_a) \cdot N_v \quad \Delta T_t = T_s - T_g \quad (6)$$

Beispiel: Ist der Wärmewiderstand R_i eines Transistors 2°C W^{-1} , der Wärmeaustauschwiderstand R_a der angeschlossenen Kühlfläche auch 2°C W^{-1} , dann erhält man, wenn der Transistor mit 10 W belastet wird, eine totale Temperaturdifferenz nach Gl. (6) von

$$\Delta T_t = (2 + 2) \cdot 10 = 40^\circ \text{C}$$

zwischen Kollektorsperrschicht und Umgebung. Ist die Umgebungstemperatur zum Beispiel 25°C , dann erreicht unter diesen Bedingungen die Kollektorsperrschicht 65°C . Steigt die Umgebungstemperatur auf 45°C an, dann steigt die Kollektorsperrschichttemperatur auf 85°C , was unter Umständen schon zu hoch ist, wenn als maximale

Sperrschichttemperatur nur 75°C zugelassen sind. Dann kann man entweder mehr kühlen, das heißt die Kühlfläche vergrößern oder anblasen, oder aber die Leistung des Transistors heruntersetzen. Geht im ersten Fall der Austauschwiderstand R_a beispielsweise von 2 auf 1°C W^{-1} zurück, dann entsteht bei 10 W Belastung nur noch eine totale Temperaturdifferenz von 30°C und damit bei 45°C Umgebungstemperatur eine Sperrschichttemperatur von 75°C . Im zweiten Fall, wenn an der Kühlfläche nichts geändert werden kann und man mit der Belastung des Transistors heruntergeht (beispielsweise auf $7,5 \text{ W}$), ergeben sich bei $R_a = 2^\circ \text{C W}^{-1}$ unter den anfänglichen Bedingungen auch gerade wieder 30°C totale Temperaturdifferenz. Damit werden dann die 75°C Sperrschichttemperatur bei 45°C Umgebungstemperatur auch nicht mehr überschritten. Diese Verhältnisse sind in dem Kennlinienfeld (Bild 5) noch einmal grafisch aufgetragen: auf der Ordinate die maximal zulässige Verlustleistung N_v , auf der Abszisse die Umgebungstemperatur T_u und als Parameter der Wärmeaustauschwiderstand der Kühlfläche. Den Fall $R_a = 0$ (unbegrenzt gute Wärmeableitung der Kühlfläche) bezeichnet man als thermischen Kurzschluß, die Neigung dieser Geraden entspricht dem thermischen Innenleitwert des Transistors. Den Fall $R_a = \infty$

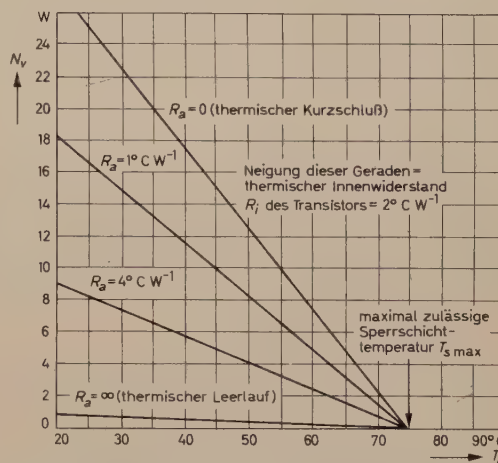


Bild 5. Verlustleistungsdiagramm eines Leistungstransistors mit verschiedenen Kühlflächenwiderständen R_a als Parameter

(keine äußere Kühlfläche an den Transistor angeschlossen) bezeichnet man als thermischen Leerlauf. Kühlend wirkt in diesem Fall nur noch die eigene Oberfläche des Transistors; der Neigungstangens dieser Geraden entspricht praktisch dem Wärmeaustauschleitwert dieser Oberfläche. Dieses Beispiel mag zur Verdeutlichung der Wärmeüberlegungen genügen [9].

5. Wärmeaustauschwiderstand von Kühlflächen

Die Berechnung ist ein Problem. Man bestimmt ihn am einfachsten durch Messung, worauf weiter unten noch eingegangen sei. Hier sollen nur einige grundsätzliche Bemerkungen zum Mechanismus des Wärmeaustausches gemacht werden. Prinzipiell kann die Wärmeabgabe einer Kühlfläche durch Strahlung, Leitung oder Konvektion erfolgen. In der Praxis wird sich eine Kombination daraus ergeben, je nach Größe und Übertemperatur der Kühlfläche gegenüber der Umgebung.

5.1 Strahlung

Nach dem Stefan-Boltzmannschen Strahlungsgesetz gilt für die Leistung N , die ein Körper mit der Fläche F und der Temperatur T_g in den umgebenden Raum der Temperatur T_u abstrahlt,

$$N = F \cdot \sigma_s \cdot (T_g^4 - T_u^4), \quad (7)$$

wobei σ_s die Strahlungskonstante ist. Ihr Zahlenwert ist für den absolut schwarzen Strahler $\sigma_s = \sigma_0 = 5,68 \cdot 10^{-12} \text{ W cm}^{-2} \text{ } ^\circ\text{K}^{-4}$. Mit dieser Dimension der Strahlungskonstante ist F in cm^2 einzusetzen und die Temperaturen T_g und T_u in absoluten Graden ($^\circ\text{K}$). Man erhält dann die Strahlungsleistung N in Watt. Ist der Tempe-

raturunterschied $T_g - T_u = \Delta T$ klein gegenüber der absoluten Temperatur T_g , dann kann man auch schreiben

$$N = 4 \cdot F \cdot \sigma_s \cdot T_g^3 \cdot \Delta T \quad | \quad \Delta T \ll T_g \tag{8}$$

Damit ergibt sich der Strahlungsleitwert G_{ks} der Kühlfläche wegen

$$N = G_{ks} \cdot \Delta T \tag{9}$$

zu $G_{ks} = \alpha_s \cdot F \tag{10}$

mit $\alpha_s = 4 \cdot \sigma_s \cdot T_g^3 \tag{11}$

als der Wärmeaustauschkonstante für Strahlung. Ihr Zahlenwert ergibt sich zum Beispiel bei $T_g = 45^\circ\text{C}$ Kühlflächentemperatur zu

$$\alpha_s = 0,67 \text{ mW cm}^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$$

für den absolut schwarzen Strahler ($\sigma_s = \sigma_0$). Für den grauen Strahler, der ja in der Praxis vorliegt, erhält man nach dem Kirchhoffschen Gesetz

$$\sigma_s = a \cdot \sigma_0 \tag{12}$$

und damit $\alpha_s = 4 \cdot a \cdot \sigma_0 \cdot T_g^3 \tag{13}$

beziehungsweise wieder

$$\alpha_s = 0,67 \cdot a \text{ mW cm}^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$$

für die Kühlfläche von 45°C : Einige Zahlenwerte für den Absorptionskoeffizienten a sind für die gebräuchlichsten Kühlflächenwerkstoffe in Tab. II zusammengestellt. Man ersieht daraus, daß die Wärmeabgabe durch Strahlung weitgehend durch die Oberflächenbearbeitung der Kühlfläche beeinflußt werden kann.

Tab. II. Absorptionskoeffizient einiger Kühlflächenwerkstoffe bei 25°C

Material	Absorptionskoeffizient	Material	Absorptionskoeffizient
Kupfer, poliert	0,05	verzinktes Eisenblech, poliert	0,04
Kupfer, oxydiert	0,56...0,72	verzinktes Eisenblech, roh	0,22
Aluminium, poliert	0,04	Spirituslack, schwarz	0,8
Aluminium, roh	0,07...0,09	Emaillack, schneeweiß	0,9
Messing, poliert	0,05		
Messing, matt	0,22		

5.2 Leitung

Die Wärmeleistung N , die ein Körper der Temperatur T_g an ein ihn umgebendes, weit ausgedehntes Medium der Temperatur T_u durch reine Wärmeleitungsvorgänge abgibt, ist auch wieder gegeben durch

$$N = G_{kl} \cdot \Delta T \quad | \quad \Delta T = T_g - T_u, \tag{14}$$

worin G_{kl} in diesem Fall der Leitwert der Wärmeabgabe durch Leitung sein soll. Für eine isotherme runde Scheibe von Radius r in einem Medium der Wärmeleitfähigkeit κ gilt beispielsweise

$$G_{kl} = 8 \cdot \kappa \cdot r \tag{15}$$

und für eine rechteckige isotherme Scheibe der Kantenlängen a und b in einem Medium der Leitfähigkeit κ zum Beispiel

$$G_{kl} = \frac{2 \pi a \cdot \kappa \alpha}{\ln \left(\frac{\frac{b}{a} + 1 + \alpha}{\frac{b}{a} + 1 - \alpha} \right)} \tag{16}$$

mit $\alpha = + \sqrt{\left(1 + \frac{b}{a}\right)^2 - \frac{8 b}{\pi a}}$

in vollständiger Analogie zum elektrischen Widerstand von Scheiben oder rechteckigen Platten, die beispielsweise zu Erdungszwecken im Erdreich eingebettet werden.

Man ersieht hieraus, daß die Wärmeabgabe durch Leitung sich keineswegs proportional mit der Größe der Kühlfläche ändert, sondern komplizierteren Gesetzen gehorcht. Führt man zum Beispiel den einfachen Fall der runden Scheibe auf die Form

$$G_{kl} = \alpha_l \cdot F \tag{17}$$

zurück, dann nimmt die Wärmeaustauschkonstante die Form

$$\alpha_l = \frac{4 \kappa}{\pi r} \tag{18}$$

an, wird also mit kleiner werdendem Radius größer. Für eine Scheibe von $r = 1 \text{ cm}$ in ruhender Luft ($\kappa = 0,25 \text{ mW cm}^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, Tab. I) ergibt sich dann

$$\alpha_l = 0,32 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2 \text{ }^\circ\text{C}}$$

5.3 Konvektion

Tritt infolge der Temperaturdifferenz zwischen Kühlfläche und Umgebungsluft eine nennenswerte Luftumwälzung (Konvektion) auf, so wird zusätzlich Wärme von der Kühlfläche abtransportiert. Die dabei abgeführte Wärmeleistung N läßt sich rein formell wieder in der Form

$$N = F \cdot \alpha_k \cdot (T_g - T_u) \tag{19}$$

schreiben, worin α_k die Wärmeaustauschkonstante durch Konvektion ist. Letztere ist allerdings keine temperaturunabhängige Konstante, sondern von der Differenz $T_g - T_u$ und außerdem noch von der Stellung der Kühlfläche (horizontal oder vertikal) abhängig. Es gilt [10]:

1) Horizontale Platte, Wärmeübertragung nach oben:

$$\alpha_k = 0,25 (T_g - T_u)^{\frac{1}{4}} \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2 \text{ }^\circ\text{C}} \tag{20}$$

2) Horizontale Platte, Wärmeübertragung nach unten:

$$\alpha_k = 0,13 (T_g - T_u)^{\frac{1}{4}} \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2 \text{ }^\circ\text{C}} \tag{21}$$

3) Vertikale Platte bis zu 30 cm Höhe H (H in cm):

$$\alpha_k = 0,42 \left(\frac{T_g - T_u}{H} \right)^{\frac{1}{4}} \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2 \text{ }^\circ\text{C}} \tag{22}$$

Soweit einige grundsätzliche Bemerkungen zur Wärmeabgabe von Kühlflächen. Für ein tiefer gehendes Studium der Vorgänge, insbesondere bei angeblasenen Kühlflächen, sei auf die Literatur [11, 12, 13, 14, 15, 38] verwiesen.

Hier soll nur noch eine Faustformel angegeben sein. Bei Verwendung von Germaniumtransistoren arbeitet man normalerweise mit Temperaturdifferenzen von etwa 5°C zwischen Kühlfläche und Umgebung. Bei Kühlflächen in der Größenordnung $F = 100 \text{ cm}^2$ Kühlfläche kann man den Wärmeaustauschwiderstand R_a der isothermen Fläche überschläglich nach

$$R_a = \frac{1}{\alpha \cdot F} \tag{23}$$

berechnen, wenn die Austauschkonstante etwa mit $\alpha = 1 \text{ mW cm}^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ eingesetzt wird. Bei Siliziumtransistoren, die im allgemeinen bis zu höheren Sperrschichttemperaturen betrieben werden, ergeben sich normalerweise auch größere Temperaturdifferenzen zwischen Kühlfläche und Umgebung, so daß eine wesentlich stärkere Konvektion zustande kommt und die Austauschkonstante dann größer wird.

(Wird fortgesetzt)

R. W. FRANK

Generator für Impulse und Sägezahnspannungen mit Zeitverzögerung

DK 621.373.4.018.75

Für viele Zwecke in Wissenschaft und Technik benötigt man Impulse und Sägezahnspannungen, unverzögert und mit definierter zeitlicher Verzögerung. Der Verfasser beschreibt ein Gerät von General Radio, das mit seinen 42 Röhren viele Anforderungen erfüllen kann. Es besteht im wesentlichen aus einem Präzisions-Verzögerungsgenerator, einem Sägezahn-generator und einem Impuls-generator. Bei kräftiger Gegenkopplung und verringerter Anodenbelastung der Röhrenstufen sind die technischen Daten weitgehend unabhängig von Röhrenalterung und Netzspannungsschwankungen. Die Impulse werden im Gegentakt direktgekoppelt an den Ausgang abgegeben, eine Dachschräge tritt nicht auf.

Der Generator „1391 - B“ für Impulse und Sägezahnspannungen mit Zeitverzögerung ist ein vielseitiges Mehrzwecke-Laborgerät für die Synthese von Impulsformen und für die Darstellung ihres zeitlichen Ablaufs. Er besteht aus einem Verzögerungs-, einem Sägezahn- und einem Impuls-generator.

Das Gerät erzeugt:

- 1) Gegentaktimpulse bis zu 250 kHz Folgefrequenz mit 25 ns...1,1 s Dauer,
- 2) lineare Ablenkspannungen bis zu 135 V bei einstellbaren Ablenkzeiten von 3 μ s...0,12 s,
- 3) Zeitverzögerungen von 1 μ s...1 s und
- 4) direkte und verzögerte Triggerimpulse, die unabhängig verwendet werden oder dazu dienen können, die Ablenkspannung und den Hauptimpuls verzögert in bezug auf das Steuersignal des Eingangs einzuleiten.

Besondere Merkmale des Generators sind, daß ein Ausgangssignal bis zu 0,15 A an Ausgangsscheinwiderstände von 50, 72, 94, 150 und 600 Ω abgegeben wird, daß dieses Ausgangssignal direkt ausgekoppelt werden kann, so daß Impulse jeder Dauer bei jedem Widerstandspegel ohne Dachschräge erscheinen, ferner daß er ohne Einschränkung im Verhältnis von Impulsdauer zu Periodendauer arbeitet und daß die Hinzufügung einer äußeren Gleichstromkomponente möglich ist. Die Übertragungszeit des Ausgangsimpulses bei 15 ns Anstiegszeit ist so kurz, daß der Generator mit den modernsten Oszillografen zusammenarbeiten kann. Seine relativ große Ablenkspannung macht

das Gerät auch in Verbindung mit billigen Oszillografen verwendbar, indem man die Ablenkplatten direkt anschließt.

Wegen der kräftigen Gegenkopplung der einzelnen Röhrenstufen und der gering gewählten Anodenbelastung sind die erzeugten Impulse in weiten Grenzen unabhängig von Röhrenalterung und Netzspannungsschwankungen.

Der Eingangskreis ist so ausgebildet, daß die Triggerschaltung von außen mit Gleich- und Wechselspannung gespeist werden kann. Die einstellbare Schwellenspannung des Triggers macht den Generator an verschiedene Laboraufgaben anpassungsfähig, da man Empfindlichkeit, Phase und Art des Nulldurchgangs wählen kann. Der Generator ermöglicht ferner, intern erzeugte Impulse mit solchen von außen oder auch mit Impulsen, die über die Eingangs- und Verzögerungsschaltung des Gerätes selbst erzeugt werden, zu mischen. Es entsteht bei einer derartigen Mischung ein genau definierter Doppelimpuls, wenn der Impuls das normale System und auch das Verzögerungssystem durchläuft. Bei Verwendung von zwei oder mehreren Generatoren, die auf einen gemeinsamen Lastwiderstand arbeiten, lassen sich ohne Schwierigkeiten sehr komplizierte Kurvenformen erzeugen.

Bild 1 zeigt die Vorderansicht des Generators ohne Stromversorgungsteil.

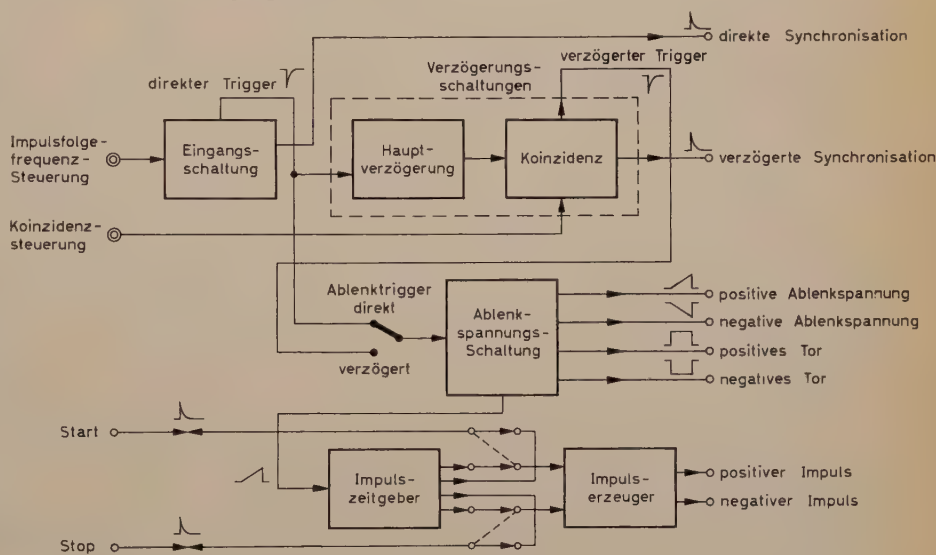


Bild 2. Blockbild des Generators mit seinen drei Baugruppen und deren Zusammenschaltung



Bild 1. Vorderansicht des Generators „1391-B“ (ohne Netzgerät)

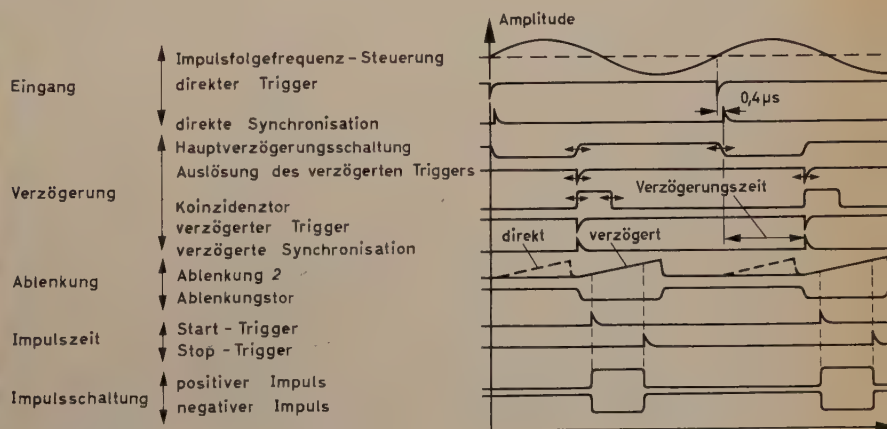


Bild 3. Zeitdiagramm für alle Baugruppen

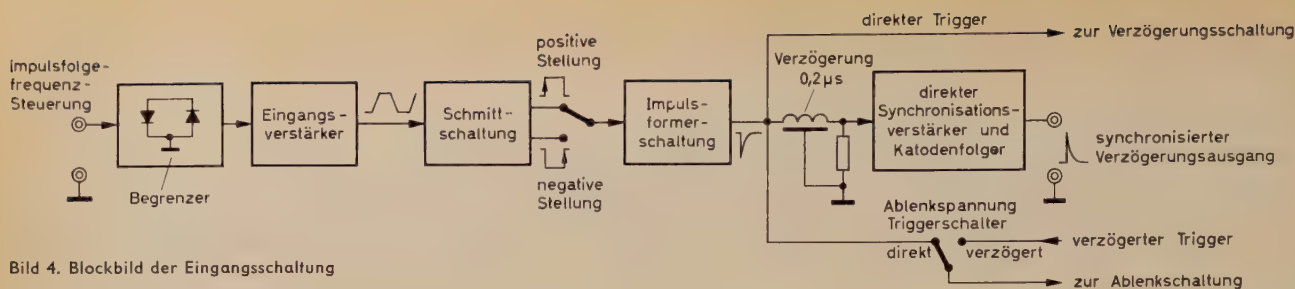


Bild 4. Blockbild der Eingangsschaltung

1. Aufbau des Generators

Das Gerät besteht, wie schon der Name sagt, aus einem Präzisions-Verzögerungsgenerator, einem Sägezahn-Ablenkgenerator und einem Impulsgenerator. Eine vielseitige Eingangsschaltung gestattet die Speisung der Generatorschaltungen bei beliebigen Folgefrequenzen von Null bis zur Maximalfrequenz. Die Steuerspannung, die die Impulsfolgefrequenz bestimmt, kann sinus-, rechteck- oder impulsförmig sein. Wenn man das Ausgangssignal des Geräts an den Eingang zurückführt, wobei eine bestimmte Zeitperiode eingestellt wird, dann ist der Generator ein vollständiger Zeitgeber mit guter Genauigkeit.

Bild 2 zeigt das Blockbild und Bild 3 das Zeitdiagramm des Generators.

1.1 Eingangsschaltung

Der Eingangsschalter des Generators und das Einstellorgan für die Gleichspannungsschwelle gestatten die Wahl von positiven oder negativen Nulldurchgängen des Eingangssignals zum Triggern der Synchronisationsschaltungen. Außerdem kann man das Eingangssignal

direkt oder kapazitiv ankoppeln, und innerhalb eines bestimmten Bereiches läßt sich die Spannung wählen, bei der die Triggerschaltungen ansprechen.

Die Eingangsschaltung (Bild 4) kann auch als sehr wirksame Und-Schaltung mit Torwirkung verwendet werden.

1.2 Verzögerungsschaltungen

Die Verzögerungsschaltungen (Bild 5) werden von dem direkten Trigger gestartet und geben den verzögerten Synchronisationsimpuls zu einer genau einstellbaren Zeit nach dem direkten Synchronisationsimpuls ab. Diese Zeitdifferenz kann von 1 µs...1 s variiert werden.

Die Einstellung dieser Zeitdifferenz erstreckt sich über einen in sechs Dekaden unterteilten Bereich, wählbar durch einen sechspoligen Umschalter und einen Feinsteller mit zehn Umdrehungen. Dabei erreicht man eine absolute Genauigkeit der Verzögerung, bezogen auf den direkten Synchronisationsimpuls, von besser als $\pm 3\%$ über den gesamten Bereich. Die Anwendbarkeit der Verzögerungsschaltung für 1 µs...1 s wird noch durch das Koinzidenz-Tor-System für 3 bis 1000 µs wesentlich erhöht. Man kann zum Beispiel Mehrfachimpulse,

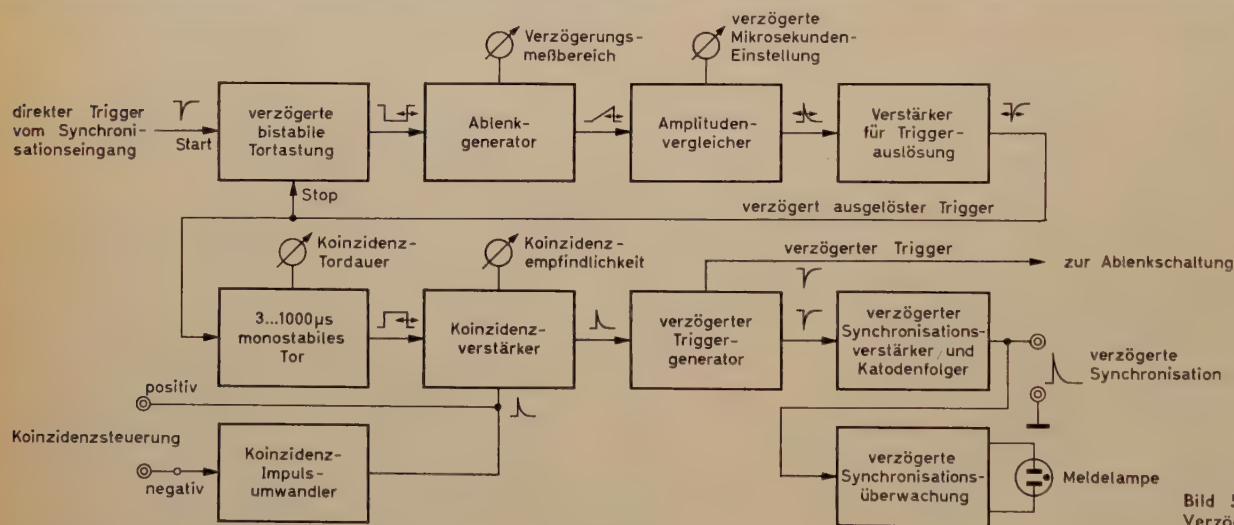


Bild 5. Blockbild der Verzögerungsschaltungen

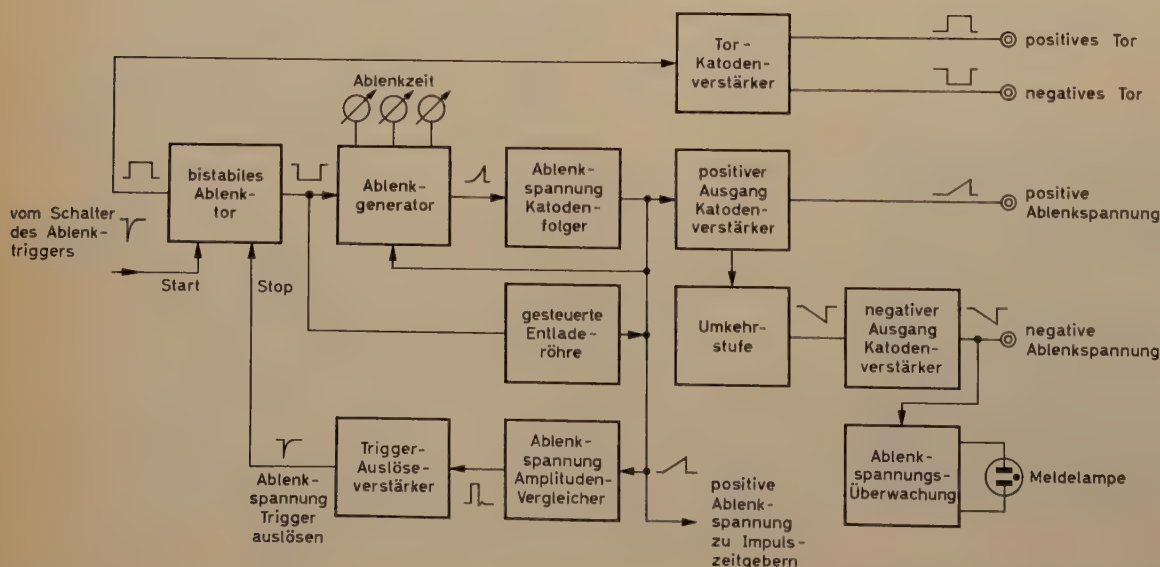


Bild 6. Blockbild der Ablenk-schaltung

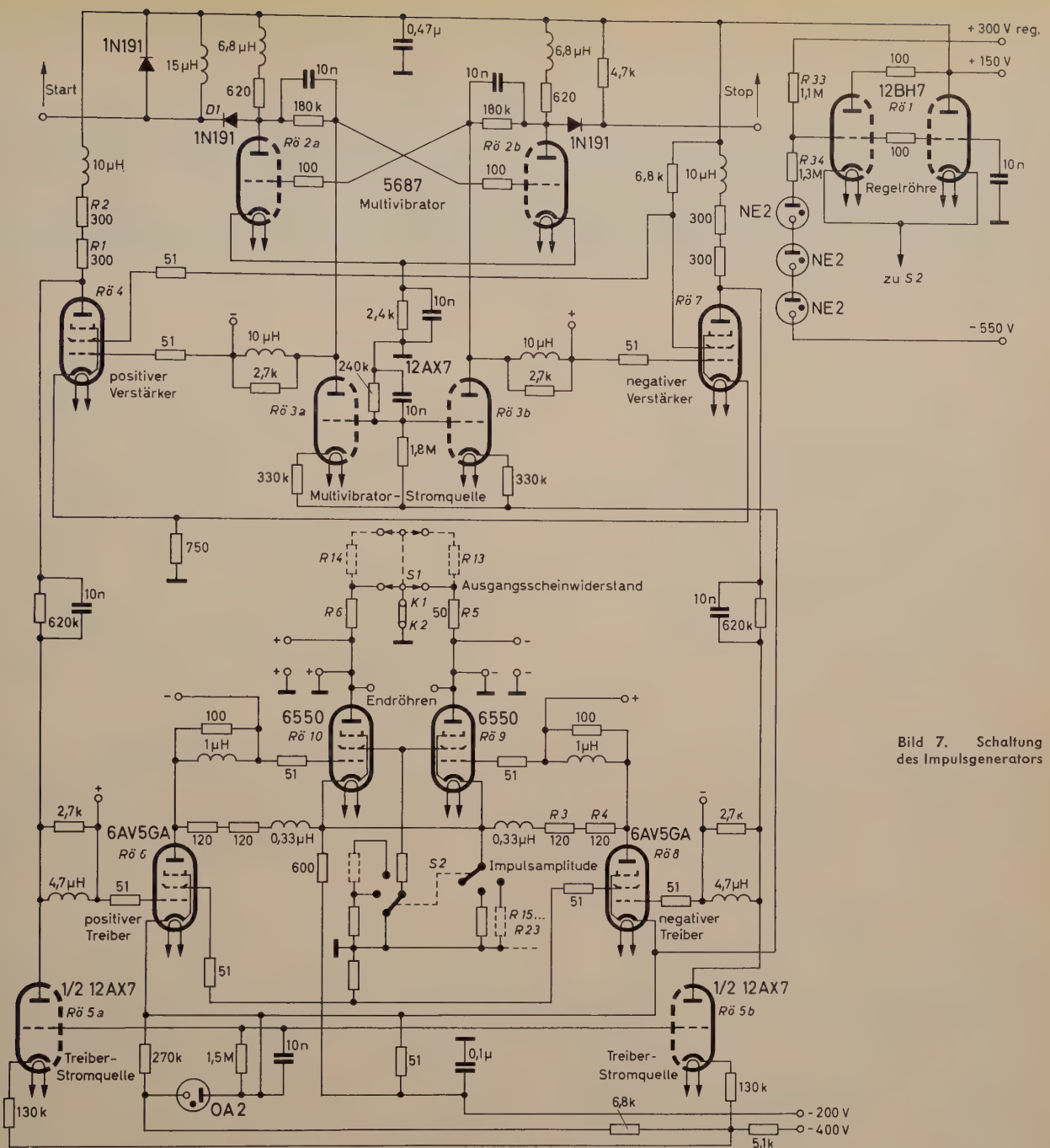


Bild 7. Schaltung des Impulsgenerators

Präzisions-Verzögerungen und genaue Verzögerungseichungen erreichen.

1.3 Ablenkschaltung

Die Hauptfunktion des Sägezahngenerators besteht darin, den Impuls nach Dauer und Verzögerung zu bestimmen, bezogen auf den direkten oder den verzögerten Synchronisationsimpuls. Außerdem kann die erzeugte Sägezahnspannung außen entnommen und für Ablenkzwecke verwendet werden. Deshalb wird hier auch häufig von „Ablenkspannung“ und „Ablenkschaltung“ gesprochen. Die Ablenkschaltungen werden entweder gleichzeitig oder einzeln durch den direkten oder den verzögerten Synchronisationsimpuls ausgelöst. Wie die Ablenkschaltung aufgebaut ist, zeigt Bild 6.

Mit dieser Schaltungseinheit wird ein linearer Sägezahn im Gegentakt erzeugt und über Trenn-Katodenverstärker mit 135 V Amplitude an die Ausgangsklemmen abgegeben. Die Dauer der Grundablenkung ist 3, 6 oder 12 μ s; mit einem fünfdzekadigen Vervielfacher erreicht man 0,12 s als längste Ablenkdauer.

1.4 Zeitgebung der Impulse

Die Ablenkschaltungen speisen die Zeitgeberschaltungen für die Impulse, die aus zwei Amplitudenvergleichsschaltungen bestehen und

für Start und Stop des Ausgangsimpulses sorgen. Auf die Zeitgeber-Amplitudenvergleichsschaltungen folgen Triggerformschaltungen, die steile Impulse erzeugen und den Impulsgenerator in Gang setzen und abschalten. Zwischen den Amplitudenvergleichsschaltungen und den Triggerformschaltungen befindet sich eine Umschaltmöglichkeit, die die Impulsgeneratorschaltung auf drei verschiedene Arten zu speisen gestattet, nämlich erstens auf die oben beschriebene normale Weise, zweitens Start und Stop der Impulse durch äußere Signale auszulösen und drittens für diesen Zweck äußere und innere Signale zu addieren.

1.5 Impulsgenerator- und Ausgangsschaltungen

Die Impulserzeuger- und Ausgangsschaltungen bestehen aus einem bistabilen Multivibrator, der von Zeitgeberimpulsen ein- und abgeschaltet wird, aus zwei Impulsverstärkern und einer Ausgangsstufe. Hinter dem bistabilen Multivibrator ist die Schaltung im Gegentakt mit direkter Kopplung ausgeführt. Eine besondere Anordnung vermeidet den Verlust an Verstärkung, den man sonst bei den üblichen Gleichstrom-Kopplungsmethoden in Kauf nehmen muß. Bei der Kopplungsschaltung macht man von Trioden mit kleinem Durchgriff als Stromquellen Gebrauch und erreicht eine Vergrößerung der Bandbreite von etwa 3 : 1 in einer Schaltung nach Bild 7. Diese Schaltung

NEU.....GESTEUERTE

4 UNIVERSELLE INDUSTRIE - Transistron



NEU! GESTEUERTE SCHALTER

TSW13S . TSW201S . PNPn bistabile Schalter in TO-18 Gehäuse mit 1mA Maximalhalttestrom

- * Hohe Schwellensensitivität 20 μ A zur Zündung
- * Strombereich 1mA bis 200mA bei 75°C
- * Spannungsnormungen bis zu 200V
- * Temperaturbereich: -65°C bis +150°C



NEU! GESTEUERTE GLEICHRICHTER, TO-5 GEHÄUSE

Zwei Serien PNPn bistabiler Schalter mit diffundiertem Silizium mit sehr niedriger Auslösung und Mikrosekundenschaltung. TCR251-TCR4001 Serien mit folgenden Kenn-daten:

- * Niedrige Streuungsverluste; 100 μ A bei 125°C des Gehäuses
 - * Hohe Schwellensensitivität: 200 μ A bei 25°C
 - * Niedriger Halttestrom: 5mA max. bei 25°C
 - * Stromnormung: 1A bei 80°C (Gehäuse) oder 600mA bei 25°C Umgebungstemperatur
- Sowie auch die 2N1595-2N1599 Serie mit denselben Strom- und Spannungsdaten

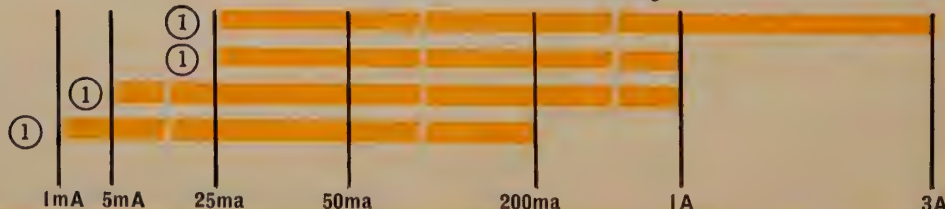
Serie	Packung
TCR 550	27mm Sechskantbasis
TCR 520	17.5mm Sechskantbasis
TCR 510	17.5mm Sechskantbasis
TCR 505	11mm Sechskantbasis

Durchschnittliche Durchlasstromnormung



2N1600	11mm Sechskantbasis
2N1595	TO-5
TCR 251	TO-5
TSW 31S	TO-18

Durchschnittliche Durchlasstromnormung



① Maximale Halttestromwerte

Die komplette Transistron Reihe von gesteuerten Gleichrichtern und Schaltern umfasst die folgenden Typen für höhere Ströme:



NEU! 2N1600-2N1604 und TCR505-TCR4005 Serie von diffundiertem Silizium Gesteuerten Gleichrichtern

- * Stromnormung: 3A bei 80°C Gehäuse; 1A bei 125°C Gehäuse
- * Spannungsnormung: Bis zu 400V
- * Gehäuse: 11mm Sechskantbasis

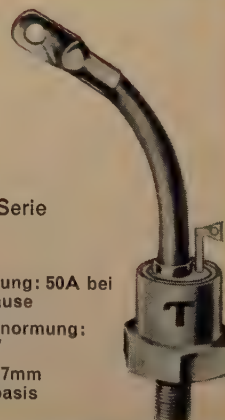


10A Serie

- * Stromnormung: 10A bei 25°C Gehäuse; 5A bei 100°C Gehäuse
- * Spannungsnormung: Bis zu 400V
- * Gehäuse: 17.5mm Sechskantbasis

20A Serie

- * Stromnormung: 20A bei 25°C Gehäuse; 10A bei 100°C Gehäuse
- * Spannungsnormung: Bis zu 400V
- * Gehäuse: 17.5mm Sechskantbasis



NEU! 50A Serie

- * Stromnormung: 50A bei 100°C Gehäuse
- * Spannungsnormung: Bis zu 400V
- * Gehäuse: 27mm Sechskantbasis

GLEICHRICHTER & SCHALTER

SILIZIUM GESTEUERTE GLEICHRICHTER/SCHALTER



DER BINISTOR

Die neue Transistron Silizium-NPN-Tetrode ermöglicht einfachere, wirtschaftlichere und verlässlichere Schalt- und Speicherkreise. Die Hauptparameter dieses bistabilen, negativen Resistors werden durch die äussere Schaltung bestimmt und gewährleisten ausserordentliche Stabilität und Gleichmässigkeit über einen weiten Temperaturbereich. Signal und Ausgangsschwingungen lassen sich mit gegenwärtig verfügbaren Transistor- und Diodenschaltungen verwenden. Zwei Serien sind verfügbar: eine Serie mit einem weiten Temperaturbereich, umfassend die für Zwecke des Verteidigungswesens entwickelten Typen, und eine zweite, die kommerziellen und industriellen Rechenmaschinentypen umfassende Serie. Die Stabilität und Gleichförmigkeit jeder Einheit der ersten Serie ("Armee") ist vollkommen durch Spezifizierung bei den kritischen Temperaturen (-65°C und $+150^{\circ}\text{C}$) gewährleistet.

ABSOLUTE MAXIMALNORMUNGEN

	3N56	3N57
Kollektor-Emitter Spannung (V_{CE})	15V	15V
Kollektorstrom bei 25°C (I_C)	30mA	30mA
Speicher- und Betriebsbereich bei Aussentemperaturen	-65°C bis $+150^{\circ}\text{C}$	-55°C bis $+100^{\circ}\text{C}$

3N56 MILITÄRTYPE

KENNDATEN UND KENNLEISTUNGEN bei Temperatur wie angegeben

EINSCHALTUNG	AUSSEN-TEMP.	MIN.	TYP.	MAX.	TEST-BEDINGUNGEN
Gl. str. Koll.	-65°C	—	0,46	1,0V	$I_C=10\text{mA}$, $I_b=+0,5\text{mA}$ * $V_J=4\text{V}$, $R_J=3\text{K}$ Netz
Sättigungs-Spannung (V_{CE})	$+25^{\circ}\text{C}$ $+150^{\circ}\text{C}$	— —	0,7 1,2	1,0V 1,5V	
Kritischer Injektor-strom ($I_{J \text{ krit}}$)	-65°C $+25^{\circ}\text{C}$ $+150^{\circ}\text{C}$	0 0 0	0,28 0,28 0,21	0,5mA 0,5mA 0,5mA	$I_C=10\text{mA}$, $I_b=-50\mu\text{A}$
	-65°C $+25^{\circ}\text{C}$ $+150^{\circ}\text{C}$	0 0 0	1,10 0,86 0,40	1,5mA 1,5mA 1,5mA	$I_C=0,25\text{mA}$, $I_b=-50\mu\text{A}$
ABSCHALTUNG Basisabschalt-strom (I_{b0})	-65°C $+25^{\circ}\text{C}$ $+150^{\circ}\text{C}$	— — —	0,020 2,0 —	— 0,2 μA 10,0 μA	$V_{CE}=15\text{V}$, $V_{JE}=+13\text{V}$, $V_{BE}=-0,6\text{V}$

3N57 RECHENMASCHINENTYPE KENNDATEN UND LEISTUNGSDATEN BEI 25°C

EINSCHALTUNG	MIN.	TYP.	MAX.	TESTBEDINGUNGEN
Gleichstrom-kollektor Sättigungsspannung (V_{CE})	—	0,7	1,0V	$I_C=10\text{mA}$, $I_b=+0,5\text{mA}$ * $V_J=4\text{V}$, $R_J=3\text{K}$ Netz
Kritischer Injektor-strom ($I_{J \text{ krit}}$)	0 0	0,28 0,86	0,5mA 1,5mA	$I_C=10\text{mA}$, $I_b=-50\mu\text{A}$ $I_C=0,25\text{mA}$, $I_b=-50\mu\text{A}$
ABSCHALTUNG Basisabschaltung	—	0,020	0,2 μA	$V_{CE}=15\text{V}$, $V_{JE}=+13\text{V}$ $V_{BE}=-0,6\text{V}$

* Das Element muss unter den oben angegebenen Bedingungen schalten; die tatsächlichen V_{CE} Messungen werden jedoch bei $I_b=-50\mu\text{A}$ vorgenommen.



DER UMSCHALTER (Transwitch)

Ein PNP bistabiles Silizium-Rechenmaschinenelement, welches mit Schwellenströmen ein- und ausgeschaltet werden kann. Der Schalter ist im TO-18 Gehäuse verfügbar und wurde zum Einsatz in Kleinst-Memoryschaltungen, Ringzählern, Umsteuerungszählern, fremdgesteuerten Regelschaltern und Flipp-Flopp-Äquivalenten entwickelt. Eine 100mA Serie (TSW-31A/TSW-201A) ist ebenfalls erhältlich. Beide Serien (50mA und 100mA) können mit Spannungsnormungen bis zu 200V geliefert werden. Die jetzt für kommerzielle und industrielle Anwendungen erhältliche Type SW-30 wurde besonders für Anwendungen im Gebiet der Kältetechnik konstruiert, hat eine Maximal-kollektorstromnormung von 30mA und eine Spannungsnormung von 30V.

ABSOLUTE MAXIMALNORMUNGEN

	SW-30	TSW-31 bis TSW-201	TSW-31A bis TSW-201A
Durchlass-strom I_f	30mA	50mA	100mA
Betriebstemperatur	-55°C bis $+85^{\circ}\text{C}$	-55°C bis $+125^{\circ}\text{C}$	-55°C bis $+125^{\circ}\text{C}$

KENNDATEN (bei 25°C)

	SW-30	TSW-31 bis TSW-201	TSW-31A bis TSW-201A
Max. Sättigungsspannung (V_S)	1,5 V/30mA	1,5 V/50mA	2V/100mA
Max. Durchlass-Abschalt-strom (I_{CGO})	10 μA	10 μA	10 μA
Max. Sperrstrom (I_R)	10 μA	10 μA	10 μA
Max. Durchlass-Abschalt-strom (I_{CGO})	50 $\mu\text{A}/85^{\circ}\text{C}$	50 $\mu\text{A}/125^{\circ}\text{C}$	50 $\mu\text{A}/125^{\circ}\text{C}$
Max. Sperrstrom (I_R)	50 $\mu\text{A}/85^{\circ}\text{C}$	50 $\mu\text{A}/125^{\circ}\text{C}$	50 $\mu\text{A}/125^{\circ}\text{C}$
Max. Schwellenspannung zur Einschaltung ($V_{G \text{ ON}}$)	1,0V	1,0V	1,0V
Max. Schwellenstrom zur Einschaltung ($I_{G \text{ ON}}$)	1,5mA	1,0mA	1,0mA
Max. Schwellenspannung zur Abschaltung ($V_{G \text{ OFF}}$)	-5,0V	-5,0V	-6V
Max. Schwellenstrom zur Abschaltung ($I_{G \text{ OFF}}$)	-8,0mA	-10mA	-20mA
Max. Haltestrom (I_H)	10,0mA	5,0mA	7,0mA

Bei weiteren Anfragen über nähere Einzelheiten der vorerwähnten Bauelemente geben Sie bitte folgende Merkblattnummern an:

Regelgleichrichter und Schalter Binistor und Umschalter (Transwitch)

Serie TSW-31S	Merkblatt TE-1356E	TSW-31A	Merkblatt TE-1357B-1
Serie TCR-251	Merkblatt TE-1356D	TSW-31	Merkblatt TE-1357B
Serie 2N1595	Merkblatt TE-1356C	SW-30	Merkblatt TE-1357C
Serie TCR-505	Merkblatt TE-1356B1	3N56	Merkblatt TE-1360A
Serie 10A	Merkblatt TE-1356B	3N57	Merkblatt TE-1360B
Serie 20A	Merkblatt TE-1356A		
Serie 50A	Merkblatt TE-1356AA		

Transitron

electronic GmbH
münchen 5 corneliusstrasse 12
fernruF 22 72 74



kann als Videoverstärker betrachtet werden, der von Gleichspannung bis etwa 25 MHz eine waagerechte Frequenzkurve aufweist.

Die Impulserzeugerschaltung ist ein bistabiler Multivibrator. Er wird von Triggerimpulsen, die in der Impulszeitgeberschaltung erzeugt oder von außen zugeführt werden, in Gang gesetzt und angehalten. Der bistabile Multivibrator steuert den Zustand eines bistabilen Gegentaktverstärkers, der aus zwei Leistungspentoden besteht, die direkt mit der Gegentakt-Treiberstufe gekoppelt sind. Wegen der direkten Kopplung ist die ganze Schaltung bistabil, und wegen des Gegentaktaufbaus entnimmt sie aus dem Netzteil einen konstanten Strom. Der Umstand, daß die Ausgangsklemmen galvanisch mit dem Leistungsverstärker verbunden sind, macht mehrere Netzgeräte mit unterschiedlichen Spannungen erforderlich. Alle diese Spannungen sind nicht stabilisiert, und deshalb würde die Impulsamplitude ohne besondere Vorkehrungen den Netzspannungsschwankungen folgen. *Rö 1* stabilisiert jedoch die Schirmgitterspannung der Endröhren, wodurch eine Verminderung der Netzspannungseinflüsse erreicht wird.

Rö 2b ist normalerweise leitend, und ihre Anodenspannung liegt bei +140 V gegen Masse. Diese Spannung wird galvanisch auf das Gitter von *Rö 2a* übertragen. Da *Rö 3* leitet und deren Katode stark negativ ist, ergibt sich eine Gitterspannung von -100 V an *Rö 2a*, so daß sie sperrt. Deshalb ist das Gitter der Treiberröhre *Rö 4* positiv und diese Röhre somit leitend.

In diesem Zustand ist der Anodenstrom etwa 60 mA und erzeugt einen Spannungsabfall von 36 V an den Widerständen *R 1* und *R 2*. Die Anodenspannung von *Rö 4* wird galvanisch auf das Gitter der Treiberröhre *Rö 6* übertragen. Mit Hilfe der leitenden *Rö 5a* wird diese Gitterspannung ins Negative verlagert und damit *Rö 6* gesperrt. Da die Verstärkerröhre *Rö 7* nichtleitend, *Rö 5b* aber leitend ist, bewirkt die übertragene Anodenspannung von *Rö 7*, daß *Rö 8* leitet. Deren Anodenstrom fließt durch die Widerstände *R 3*, *R 4* und erzeugt an ihnen einen Spannungsabfall, der die Gitterspannung der Endröhre *Rö 9* auf -25 V bringt und sie damit sperrt. Weil *Rö 6* nichtleitend ist, hat *Rö 10* die Gitterspannung Null und leitet. Das ist der Ruhezustand. Wenn ein Startimpuls über die Diode *D 1* *Rö 2a* leitend macht, kehren alle Röhren ihren Leitzustand um. *Rö 10* wird also nichtleitend, und *Rö 9* erzeugt einen negativen Impuls. Wegen der direkten Kopplungen aller Stufen ist die ganze Anordnung bistabil.

Wenn der Impulsamplituden-Schalter auf Maximum steht, führen die Endröhren (*Rö 9* und *Rö 10*) abwechselnd etwa 150 mA Anodenstrom. Die Spannung, die bei diesem Strom an den Widerständen *R 5* bis *R 14* erzeugt wird, stellt den Ausgangsimpuls dar. Wenn der Anodenstrom von *Rö 9* beispielsweise durch *R 5* (50 Ω) fließt, dann erhält man negative Impulse von 7,5 V gegen Masse. Der Ausgangs-scheinwiderstands-Schalter *S 1* steuert den Innenwiderstand dieser Schaltung und damit auch die Ausgangsspannung. Zwischen den Klemmen *K 1* und *K 2* befindet sich eine Lasche, die man herausnehmen kann, um eine Batterie oder ein Gleichspannungsnetzgerät einzufügen und damit die Gleichstromkomponente des Impulses auf ein anderes Potential zu legen.

Wenn die Impulsamplitude verringert wird, muß man Maßnahmen treffen, um die Anodenspannung der Treiberröhren aufrechtzuerhalten. Deshalb ist der Impulsamplitudenschalter *S 2* so ausgelegt, daß er bei Herabsetzung der Impulsamplitude die Widerstände *R 15* bis *R 23* in die Katodenleitung von *Rö 9* und *Rö 10* schaltet. Damit wird die Schirmgitterspannung herabgesetzt, während die Anodenspannung aufrechterhalten bleibt.

Alle Stufen einschließlich der Endröhre werden mit verhältnismäßig kleinem Katodenstrom und niedriger Anodenverlustleistung betrieben. Außerdem arbeiten alle Stufen im „Ein“-Zustand noch mit negativer Gittervorspannung, die automatisch erzeugt wird, so daß der Anodenstrom während der ganzen Lebensdauer der Röhren dadurch stabilisiert ist. Die Impulsamplitude kann über eine Dekade mit Hilfe des eingebauten Stufenschalters verändert werden; sie ist soweit stabilisiert, daß ein Netzspannungsstoß von 20% keine sichtbare Änderung des Impulses hervorruft.

2. Anwendung

Im folgenden seien ohne Anspruch auf Vollständigkeit einige besondere Anwendungen aufgezählt, die die Vielseitigkeit des Generators zeigen sollen:

- 1) Verwendung der Eingangsschaltung als Und-Tor, wobei ein Generator eine Reihe von Impulsen an einem anderen Generator hervorrufen kann.
- 2) Die Verzögerungs- und Koinzidenzschaltungen sind imstande, eine Reihe von Impulsen hoher Frequenz zu liefern, die mit jeder beliebigen Frequenz kohärent sind, die sich innerhalb des Nennbereiches der Impulsfolgefrequenz befindet.
- 3) Die Sägezahnspannung, die an den Ausgangsklemmen für die Ablenkspannung liegt, kann verwendet werden, um eine Mehrzahl von Impulsen zu erzeugen, die alle von individuell veränderbarer Dauer und Verzögerung sind.
- 4) Da die Impulsausgangsschaltung aus Stromquelle und Lastwiderstand besteht, können die Ausgangsströme mehrerer Geräte addiert werden, um eine komplizierte Kurvenform hervorzurufen, ohne daß man eine Additionsschaltung braucht.
- 5) Eine obere Grenze für die Impulsfolge wird lediglich durch die Auflösung der eingebauten bistabilen Schaltung gesetzt. Mit äußeren Start- und Stop-Impulsen kann man die Folgefrequenz des Ausgangs-Impulsgenerators bis über 3 MHz erhöhen.
- 6) Die kurzen Start-Stop-Impulse für den Hauptimpuls sind einstellbar von Koinzidenz bis zu 0,1 s Abstand; sie stellen damit ein Signala-paar dar, das sehr nützlich für die Prüfung der Auflösung von Anordnungen für schnelle Rechenmaschinen ist, wie zum Beispiel von Flip-Flop-Schaltungen.

Schrifttum

- [1] Frank, R. W.: A wide range pulse generator for laboratory applications. Proc. National Electronic Conf. Bd. 8 (1953)
- [2] Frank, R. W.: A versatile generator for time-domain measurements. General Radio Experimenter Bd. 30 (1956) Nr. 12

Prof. W. Arndt 65 Jahre

Am 21. Januar 1961 vollendete Prof. Dr.-Ing. Wilhelm Arndt, einer der bekanntesten Wissenschaftler auf dem Gebiete der Lichttechnik in Deutschland, seinen 65. Geburtstag. Nach dem Studium der Elektrotechnik an der Technischen Hochschule Berlin-Charlottenburg wandte sich Prof. Arndt mit großer Begeisterung der Lichttechnik zu und wirkte von 1922 bis 1935 zuerst als wissenschaftlicher Assistent, später als Privatdozent am Beleuchtungstechnischen Institut der Technischen Hochschule Berlin-Charlottenburg. 1935 übernahm er bei gleichzeitiger Ernennung zum Professor die Leitung des Instituts. Es folgten nach dem Kriege einige Jahre freiberuflicher Tätigkeit, bis er sich 1950 als lichttechnisch-wissenschaftlicher Berater der Deutschen Philips GmbH zur Verfügung stellte. Damit begann ein weiteres Jahrzehnt produktiver lichttechnischer Tätigkeit im Rahmen dieses Unternehmens, bei der ihm seine Kenntnisse und Erfahrungen als Hochschullehrer sehr zugute kamen. 1955 wurde ihm von Philips die Aufgabe übertragen, ein lichttechnisches Laboratorium einzurichten, dessen Leitung er bis heute innehat.

Alle lichttechnischen Organisationen und Gremien in Deutschland, wie zum Beispiel die Lichttechnische Gesellschaft und der Fachnormenausschuß Lichttechnik, erfreuen sich seit vielen Jahren der regen Mitarbeit von Prof. Arndt, denen er teils als Vorstands- teils als Ausschußmitglied angehört. Die Lichttechnische Gesellschaft wählte ihn im vergangenen Jahr zu ihrem Ehrenmitglied. Der Lichttechnik hat er viele wertvolle Impulse und richtungweisende Ideen gegeben. Für alle Zuhörer war es immer sehr interessant, seinen Vorträgen zuzuhören, in denen er in der ihm eigenen Art und geschliffenen Form seine Gedanken darlegte, die immer etwas Neues beinhalteten. Seit 1949 ist Prof. Arndt Schriftleiter des lichttechnischen Teils der Zeitschrift „Lichttechnik“ und erhielt 1953 wieder einen Lehrauftrag für Lichttechnik (Technische Hochschule Hannover). Aus seinen vielen wissenschaftlichen Arbeiten, die jeweils die aktuellsten Themen umfaßten und in Büchern und Fachzeitschriften niedergelegt sind, läßt sich die Entwicklung der Lichttechnik während der letzten vier Jahrzehnte bestens verfolgen.



H. WACHHOLZ

Berechnung eines hochohmigen Analogausgangs für eine aus niederohmigen Flip-Flop-Elementen (Transistor oder Schalter) aufgebaute Zehnerdekade

DK 681.14.001.57.001.24

Als Analogausgang wird eine Matrix von acht Widerständen benutzt. Der Innenwiderstand des Instruments ist groß gegenüber diesen Werten. Durch mehrfache Anwendung des Ohmschen und des Kirchhoffschen Gesetzes wird die gemessene Ausgangsspannung als Funktion von Differenzen der Schalterspannungen ausgedrückt. Die unbekannten Widerstände treten als Koeffizienten in Erscheinung. Es wird dann gezeigt, daß die charakteristische Gleichung der Zehnerdekade sich auf die gleiche mathematische Form bringen läßt. Ein Vergleich der Koeffizienten beider Gleichungen ergibt fünf Bestimmungsgleichungen für die acht Widerstände der Matrix. Bei geeigneter freier Wahl von drei Widerständen wird ein Analogausgang mit den Werten oder deren Vielfachen berechnet.

Bei dem Bau von elektronischen Zählern steht man oft vor der Aufgabe, einen Analogausgang für die einzelnen Zehnerdekaden zu schaffen.

In dieser Arbeit soll die Widerstandsmatrix eines solchen Ausgangs berechnet werden. Bei der Dimensionierung dieser Schaltung ist man gern unabhängig vom Abschlußwiderstand (R_i des Instruments). Damit dieser Abschlußwiderstand nicht berücksichtigt zu werden braucht, wählt man ihn entweder sehr klein oder sehr groß gegenüber den übrigen Werten der Matrix. Es folgt die Ausrechnung für einen hochohmigen Ausgang. Dabei sind R_i der Innenwiderstand des Instruments und R_ν die Matrixwiderstände ($\nu = 1 \dots 8$), $R_i \gg R_\nu$ und $R_\nu \gg$ die Durchlaßwiderstände der Schalter oder Transistoren.

Die Spannungen $E_1 \dots E_4$ (Bild 1) haben je nach Stellung der Flip-Flop den Wert 1 oder 0. E_0 ist eine beliebige Verschiebespannung, die bei der Rechnung gleich Null gesetzt wird.

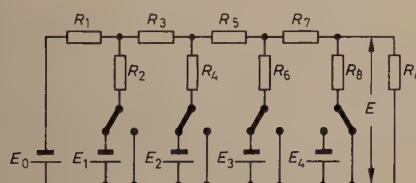


Bild 1. Schaltung der Widerstandsmatrix

Wendet man auf die einzelnen Maschen das Ohmsche Gesetz und auf die Verzweigungspunkte das Kirchhoffsche Gesetz an, dann erhält man 8 Gleichungen:

$$\begin{aligned} R_1 i_1 - R_2 i_2 &= E_1 - E_0 \\ i_1 + i_2 - i_3 &= 0 \\ R_2 i_2 + R_3 i_3 - R_4 i_4 &= E_2 - E_1 \\ i_3 + i_4 - i_5 &= 0 \\ R_4 i_4 + R_5 i_5 - R_6 i_6 &= E_3 - E_2 \\ i_5 + i_6 - i_7 &= 0 \\ R_6 i_6 + R_7 i_7 - R_8 i_8 &= E_4 - E_3 \\ i_7 + i_8 &= 0 \end{aligned}$$

Löst man diese 8 Gleichungen nach i_8 auf, dann ist

$$i_8 = - \frac{A(E - E_0) + B(E_2 - E_1) + C(E_3 - E_2) + D(E_4 - E_3)}{F}$$

$$E = E_4 + i_8 R_8 \quad \text{und} \quad \frac{F}{R_8} = G$$

In der charakteristischen Gleichung

$$E = E_4 - \frac{A(E_1 - E_0) + B(E_2 - E_1) + C(E_3 - E_2) + D(E_4 - E_3)}{G} \quad (1)$$

ist

$$A = \frac{R_2 R_4 R_6}{R_1 + R_2}$$

$$B = R_4 R_6$$

$$C = R_6 \left(\frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right)$$

$$D = R_5 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) + R_4 \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) + R_6 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right)$$

$$G = \frac{1}{R_8} \left\{ (R_7 + R_8) \left[R_5 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) + R_4 \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) + R_6 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) \right] + R_5 R_6 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) + R_4 R_6 \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \right\}$$

Normalerweise werden für Zehnerdekaden vier Flip-Flop-Stufen benutzt. Mit vier ungleich bewerteten Flip-Flop-Stufen kann man 16 verschiedene Möglichkeiten ausdrücken. Bewertet man zwei Stufen gleich, dann reduziert sich die Variationsbreite auf 12. Wählt man die Wertigkeit der Stufen speziell wie folgt:

1. Stufe 1
2. Stufe 2
3. Stufe 2
4. Stufe 4,

dann reduziert sich die Anzahl der verschiedenen Möglichkeiten auf 10. Diese Wertigkeitsfolge ist also für eine Zehnerdekade noch brauchbar.

In der nachstehenden Tabelle sind 10 verschiedene Stellungsmöglichkeiten der Flip-Flop angegeben.

1. Flip-Flop	2. Flip-Flop	3. Flip-Flop	4. Flip-Flop	Dezimale
0	0	0	0	0
1	0	0	0	0,1
0	1	0	0	0,2
1	0	1	0	0,3
0	1	1	0	0,4
1	1	1	0	0,5
0	1	0	1	0,6
1	1	0	1	0,7
0	1	1	1	0,8
1	1	1	1	0,9

Setzt man die im Bild 1 enthaltenen E_ν -Werte in Gl. (1) ein, dann erhält man neun Gleichungen für die vier Unbekannten

$$\frac{A}{G}, \frac{B}{G}, \frac{C}{G} \text{ und } \frac{D}{G}$$

$$\begin{aligned} 0,1 &= -\frac{A}{G} + \frac{B}{G} & (a) \\ 0,2 &= -\frac{B}{G} + \frac{C}{G} & (b) \\ 0,3 &= -\frac{A}{G} + \frac{B}{G} - \frac{C}{G} + \frac{D}{G} & (c) \\ 0,4 &= -\frac{B}{G} + \frac{D}{G} & (d) \\ 0,5 &= -\frac{A}{G} + \frac{D}{G} & (e) \\ -0,4 &= -\frac{B}{G} + \frac{C}{G} - \frac{D}{G} & (f) \\ -0,3 &= -\frac{A}{G} + \frac{C}{G} - \frac{D}{G} & (g) \\ -0,2 &= -\frac{B}{G} & (h) \\ -0,1 &= -\frac{A}{G} & (i) \end{aligned}$$

Von diesen neun Gleichungen sind nur vier Gleichungen voneinander unabhängig. Fünf Gleichungen entstehen durch Kombination der vier voneinander unabhängigen Gleichungen.

$$\begin{aligned} \text{Gl. (a)} &= \text{Gl. (i)} - \text{Gl. (h)} \\ \text{Gl. (b)} &= \text{Gl. (e)} - \text{Gl. (i)} + \text{Gl. (f)} \\ \text{Gl. (c)} &= \text{Gl. (i)} - \text{Gl. (f)} \\ \text{Gl. (d)} &= \text{Gl. (e)} - \text{Gl. (i)} + \text{Gl. (h)} \\ \text{Gl. (g)} &= \text{Gl. (f)} + \text{Gl. (i)} - \text{Gl. (h)} \end{aligned}$$

Aus den vier voneinander unabhängigen Gleichungen lassen sich eindeutig die Unbekannten $\frac{A}{G}$, $\frac{B}{G}$, $\frac{C}{G}$ und $\frac{D}{G}$ bestimmen.

$$\begin{aligned} 0,5 &= -\frac{A}{G} + \frac{D}{G} & (e) \\ -0,4 &= -\frac{B}{G} + \frac{C}{G} - \frac{D}{G} & (f) \\ -0,2 &= -\frac{B}{G} & (h) \\ -0,1 &= -\frac{A}{G} & (i) \end{aligned}$$

$$\frac{A}{G} = 0,1 \quad \frac{B}{G} = 0,2 \quad \frac{C}{G} = 0,4 \quad \frac{D}{G} = 0,6$$

Die charakteristische Gleichung der Zehnerdekade lautet somit

$$E = E_4 - \frac{E_1 - E_0 + 2(E_2 - E_1) + 4(E_3 - E_2) + 6(E_4 - E_3)}{10}$$

Durch Vergleich mit Gl. (1) erhält man für die Koeffizienten fünf Gleichungen zur Bestimmung der R_ν ($\nu = 1 \dots 8$).

Bei fünf Gleichungen mit acht Unbekannten kann man drei Unbekannte frei wählen.

$$\begin{aligned} \frac{R_2 R_4 R_6}{R_1 + R_2} &= 1 \\ R_4 R_6 &= 2 \\ R_6 \left(\frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) &= 4 \\ R_5 \left(\frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) + R_4 \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) + \\ R_6 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) &= 6 \\ \frac{1}{R_8} \left\{ (R_7 + R_8) \left[R_5 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) + \right. \right. \\ + R_4 \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) + R_6 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) \Big] + \\ + R_5 R_6 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) + R_4 R_6 \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \Big\} &= 10 \end{aligned}$$

Die Gleichungen vereinfachen sich zu

$$\begin{aligned} \frac{R_2 R_4 R_6}{R_1 + R_2} &= 1 & (g) \\ R_4 R_6 &= 2 & (h) \\ R_6 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 + R_4 \right) &= 4 \\ \frac{4 R_5}{R_6} + R_4 \left(R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) &= 2 \\ 3 R_7 + 2 R_5 + R_4 &= 4 R_8 \end{aligned}$$

Aus den ersten beiden Gleichungen erhält man

$$R_1 = R_2$$

Man wählt $R_4 = 1$, $R_1 = 1$ und erhält dann aus der zweiten Gleichung

$$R_6 = 2$$

Aus der dritten Gleichung errechnet man mit diesen Werten

$$R_3 = 0,5$$

(e) Aus der vierten Gleichung ergibt sich

$$R_5 = 0,5$$

(f) Wählt man jetzt $R_7 = 0$, dann liefert die letzte Gleichung

$$R_8 = 1$$

(h)

Eine Widerstandsmatrix aus den Werten

$$\begin{aligned} (i) \quad R_1 &= 1 & R_5 &= 0,5 \\ R_2 &= 1 & R_6 &= 2 \\ R_3 &= 0,5 & R_7 &= 0 \\ R_4 &= 1 & R_8 &= 1 \end{aligned}$$

oder jedes Vielfache dieser Gruppe stellt den gewünschten Analogausgang dar. Durch eine andere Verfügung über die frei wählbaren Widerstände kann man natürlich auch andere Kombinationen berechnen, die als Analogausgang dasselbe leisten.

Das Ergebnis dieser Arbeit fand seine Anwendung in einem von der PRAKLA GmbH entwickelten „Airborne Magnetometer“.

(eingegangen am 13. April 1960)

Ein transistorisiertes Nachsteuergerät zur Herstellung und Wiedergabe von bildsynchronen Magnettonaufzeichnungen

DK 778.534.48

Die Perforation eines Magnetfilms liefert bei Abtastung mittels Lichtstrahls und Photozelle eine Frequenz von 50 Hz bei etwa 19 cm Bandgeschwindigkeit. Diese Frequenz ist deshalb ein genaues Maß für die Bandgeschwindigkeit. Der Tonmotor des Magnetbandgerätes wird aus einem Leistungsverstärker betrieben, den ein in der Frequenz nachsteuerbarer LC-Oszillator (etwa 50 Hz) speist. Durch Phasenvergleich der Perforationsfrequenz mit der Netzfrequenz oder einer fremden Frequenz (zwischen 47 und 53 Hz) wird eine Spannung erzeugt, die den LC-Generator so nachsteuert, daß beide Frequenzen immer in Phase sind. Damit erreicht man über die gesamte Länge des Magnetbandes eine sehr konstante Bandgeschwindigkeit.

1. Verfahren zur lippensynchronen Wiedergabe von Tonbandaufzeichnungen

Zur Wiedergabe bildsynchroner Magnettonaufzeichnungen wird im Fernseh-Rundfunkbetrieb vorwiegend perforierter Magnettonfilm benutzt. Gegebenenfalls müssen Aufzeichnungen auf anderen Bändern vorher auf perforierten Magnetfilm überspielt werden. Die lippensynchrone Wiedergabe kann durch starre mechanische oder elektrische Kupplung der Antriebe für die perforierten Bild- und Tonträger erreicht werden. Bei mechanischer Kupplung kommen Zahntrommeln zur Anwendung. Dabei ist ein beträchtlicher Aufwand an mechanischen Filtern und Schwungmassen erforderlich, um einen gleichmäßigen Lauf des Tonträgers zu gewährleisten. Derartige Anordnungen haben verschiedene Nachteile, wie lange Hochlaufzeit, Beanspruchung der Perforation, keine Möglichkeit einer Gleichlaufkorrektur bei der Mischung oder Sendung. Auch ist ein schneller Vor- und Rücklauf ohne Auslegen des Bandes nicht möglich.

Um bei der Aufnahme mit den handlicheren Tonbandgeräten für $\frac{1}{4}$ -Zoll-Band arbeiten zu können, wurde das Pilotonverfahren entwickelt [1, 2, 3]. Dabei wird während der Aufnahme eine Pilotfrequenz aufgezeichnet, die entweder vom Antriebswerk der Bildaufnahme-Kamera oder von der diesen Antrieb steuernden Frequenz (Taktgeber) geliefert wird. Bei Bildkameras, die mit Synchronmotoren angetrieben werden, kann auch die Netzfrequenz als Piloton dienen. Die Pilottonaufzeichnung ist jetzt ein genaues Maß für die Geschwindigkeit der Bildaufnahme. Für lippensynchrone Wiedergabe muß man die Geschwindigkeit des Tonträgers in ein starres Verhältnis zur aufgezeichneten Pilotonfrequenz bringen. Hierzu wurden Phasenvergleichs- und Nachsteuerschaltungen entwickelt, die in den im Schrifttum angegebenen Veröffentlichungen [1, 2, 3] eingehend beschrieben sind.

Zur Schnittbearbeitung ist aus den bekannten Gründen perforierter Magnettonfilm erforderlich. Die Perforation solcher Magnetfilme, die ja sehr genau ist, kann dabei als Zeitmaßstab für die Geschwindigkeit des Tonträgers dienen, auch wenn die Perforation nicht zum Antrieb benutzt wird. Bei geeigneter Abtastung der Perforation durch einen Lichtstrahl erhält man hinter einer Photozelle elektrische Impulse, die bei etwa 19 cm/s Bandgeschwindigkeit eine Folgefrequenz von 50 Hz haben. Durch Phasenvergleich zwischen Perforationsfrequenz und Taktgeber- oder Netzfrequenz kann man eine Steuerspannung gewinnen, mit der sich die Antriebsfrequenz des Tonmotors im Tonbandgerät und damit die Geschwindigkeit des Tonträgers so nachsteuern läßt, daß die Steuerfrequenz (Perforationsfrequenz) und die Vergleichsfrequenz immer in Phase sind. Man erhält eine Art „elektrische Welle“, die einen synchronen Ablauf zweier unabhängig voneinander angetriebener Bandtransportmechanismen ermöglicht. Der Tonbandantrieb ist dabei in üblicher Weise als Reibradantrieb ausgebildet, so daß die Perforation keinerlei Beanspruchung unterliegt. Eine solche Anordnung kann sowohl zur Aufnahme als auch zur lippensynchronen Wiedergabe benutzt werden. Darüber hinaus sind auch Schnittbearbeitung und Überspielung von Pilottonaufzeichnungen möglich. Das im folgenden beschriebene Nachsteuergerät ist ein Teil der *Telefunken-Anlage* „Magnetophon M 5/16“.

Aus der Anwendung der Nachsteuerung des Tonbandantriebes ergibt sich eine große Anzahl von Anwendungsmöglichkeiten, vor allem im Fernseh-Rundfunkbetrieb. Die universelle Verwendbarkeit eines Nachsteuergerätes bedingt aber gleichzeitig einen nicht unerheblichen Aufwand an Zusatzeinrichtungen und Einstellmöglichkeiten, wie sie beispielsweise in dem beim Bayerischen Rundfunk entwickelten Nachsteuergerät „R 91“ verwirklicht sind. Dieses Gerät war mit Röhren bestückt. Es ergab sich, daß durch sinnvolle Anwendung von Transistoren bei gleichzeitiger Änderung einiger Schaltungsprinzipien Verbesserungen der elektrischen Eigenschaften und eine Verringerung der Abmessungen und des Gewichts erreicht werden konnte.

2. Schaltungsprinzip

Bild 1 zeigt das Blockbild des transistorisierten Nachsteuergerätes „R 91 T“. Die aus der Perforation des Magnetfilms abgeleitete Steuerspannung wird ebenso wie die Vergleichsspannung (Netz- oder Taktgeberfrequenz o. a.) auf eine Phasenbrücke gegeben. An den Arbeitswiderständen der Phasenbrücke entsteht eine Spannung, deren Größe und Richtung von der jeweiligen Lage des Steuerfrequenzvektors zum Vergleichsfrequenzvektor abhängt. Die entstehende Spannung gestattet es, die Frequenz eines LC-Oszillators zu beeinflussen, das heißt nachzusteuern. Liegt die entstehende Spannung innerhalb des Nachsteuerbereichs des Oszillators, dann wird sich ein stabiler Zustand

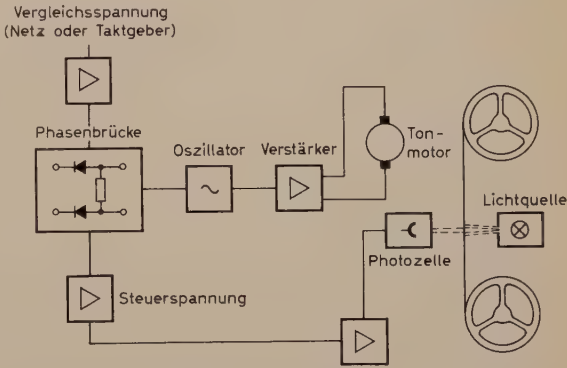


Bild 1. Blockbild des Nachsteuergerätes „R 91 T“

einstellen, so daß Vergleichsfrequenz und Steuerfrequenz in Phase sind. Der Bereich, in dem die automatische Nachsteuerung erfolgt, wird gewöhnlich auf etwa $\pm 0,5$ Hz eingestellt. Größere Regelbereiche sind kaum erforderlich und sollten auch nicht gewählt werden, da infolge der unvermeidlichen Regelstöße die Tonhöhen Schwankungen unzulässig ansteigen würden.

Die Oszillatorschwingung (etwa 50 Hz) gelangt auf einen Leistungsverstärker, der den Tonmotor des Magnetongerätes antreibt. Die Anordnung ist dabei so getroffen, daß der Tonmotor zunächst aus dem Netz gespeist wird. Erst in den Betriebsstellungen „Aufnahme“ und „Wiedergabe“ wird der Tonmotor auf den Leistungsverstärker des Nachsteuergerätes umgeschaltet, so daß die hohe Anlaufleistung aus dem Netz geliefert wird.

3. Der 50-Hz-Oszillator

In der Röhrenaufbauform [1] erfolgt die Nachsteuerung des Oszillators durch eine Blindröhre. Diese erprobte Technik wäre an sich auch mit Transistoren durchführbar. Als zweckmäßigste und einfachste Lösung ergab sich jedoch, die Frequenzänderung durch L -Änderung über den Kollektorstrom des Schwingtransistors zu bewirken. Die Beeinflussung des Kollektorstroms erfolgt über die Basisvorspannung. Wie die Schaltung des Oszillators im Bild 2 zeigt, durchfließt der Kollektor-

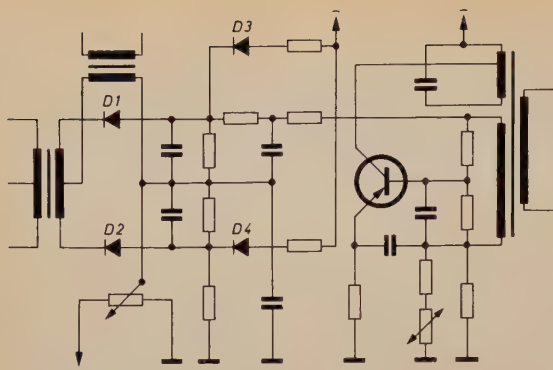


Bild 2. Schaltung des nachgesteuerten Oszillators mit Phasenbrücke

strom die Schwingkreisspule, wobei der Eisenkern der Spule bei Änderung des Kollektorstroms eine Permeabilitätsänderung erfährt, so daß sich eine L -Änderung ergibt.

Der maximal erforderliche Frequenzhub ist ± 3 Hz (47...53 Hz). Die hierfür erforderlichen Stromänderungen betragen einige Milliampere. Wegen des hohen Stromverstärkungsfaktors des Transistors sind daher die zur Nachsteuerung erforderlichen Basisstromänderungen sehr klein, so daß bei einer entsprechend ausgebildeten Phasenbrücke die Frequenznachregelung ohne Zwischenschaltung einer Verstärkerstufe unmittelbar von der Phasenbrücke aus erfolgen kann.

Die Frequenznachsteuerung darf nicht trägheitslos erfolgen, da sonst Regelschwingungen entstehen. Die Nachsteuerspannung wird der Basis des Oszillatortransistors daher über ein Integrationsglied zugeführt, dessen Zeitkonstante für die Arbeitsweise des Gerätes von großer Bedeutung ist. Bei großer Zeitkonstante erfolgt die Nachsteuerung sehr langsam, was an sich erwünscht wäre, da die durch die Nachsteuerung verursachten Tönhöhenschwankungen sehr klein bleiben. Nachteilig ist jedoch, daß die Hochlaufzeit ebenso unzulässig vergrößert wird wie die Einschwingzeiten, die sich bei plötzlichen Änderungen der Vergleichsfrequenz oder bei plötzlicher Phasenänderung der Vergleichsfrequenz ergeben können. Es muß daher ein Kompromiß geschlossen werden, um die im Rundfunkbetrieb notwendigen Forderungen zu erfüllen. Wenn Laufwerk und Band keinen Anlaß zu häufigen stoßartigen Geschwindigkeitsänderungen geben, können die gestellten Forderungen auch schon mit relativ kleinen Zeitkonstanten erfüllt werden.

Wie Bild 3 zeigt, ist die Nachsteuerkennlinie von Natur aus gekrümmt. Eine Nachsteuerspannung konstanter Größe würde daher bei 47 Hz einen kleineren automatischen Regelbereich ergeben als bei 53 Hz. Eine gewisse Linearisierung, vor allem bei den höheren Frequenzen, ist daher erwünscht. Hierzu dienen die Dioden $D3$ und $D4$ im Bild 2. Sie sind normalerweise gesperrt, da die anodenseitigen Anschlüsse über Widerstände an negativer Spannung liegen. Wenn sich nun die Spannung am oberen Arbeitswiderstand der Phasenbrücke so ändert, daß die Diode leitend wird, dann wird die am Brückenarbeitswiderstand entstehende Nachsteuerspannung zusätzlich mit dem Diodenstrom belastet, so daß die Nachsteuerung nicht voll wirksam wird. Mit Hilfe des Vorwiderstandes läßt sich die Belastung in weiten Gren-

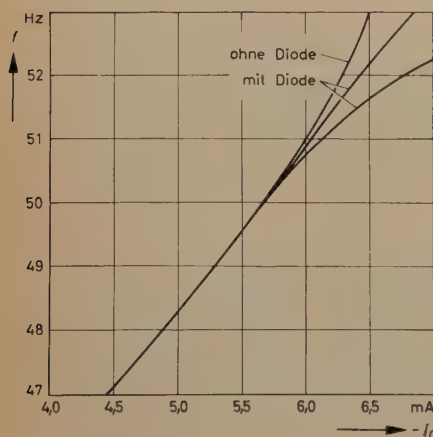


Bild 3. Nachsteuerkennlinien

zen ändern, wie aus den im Bild 3 eingezeichneten weiteren Kurven hervorgeht. Der automatische Nachsteuerbereich wird durch die Höhe der Vergleichsspannung bestimmt, die zu diesem Zweck regelbar gehalten ist.

4. Der Leistungsverstärker

Bild 4 zeigt die Schaltung des Leistungsverstärkers einschließlich Treiberstufe. Die Primärseite des Treibertransformators ist zwecks Verbesserung der Kurvenform auf 50 Hz abgestimmt. Die Endstufe arbeitet im Gegentakt-B-Betrieb und enthält vier paarweise im

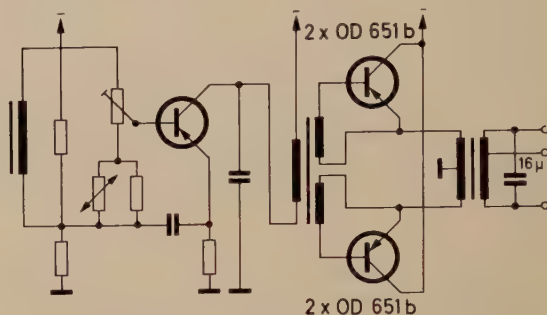


Bild 4. Schaltung der Treiber- und der Leistungsstufe

Gegentakt betriebene AEG-Transistoren OD 651b. Der Innenwiderstand der Endstufe ist etwa 250Ω . Zur Kompensation der Blindkomponente des Tonmotors ist parallel zur Ausgangswicklung ein $16\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensator angeschaltet. Die Leistungstransistoren sind auf den im Bild 5 sichtbaren Rippenkühlblock zur Ableitung der entste-

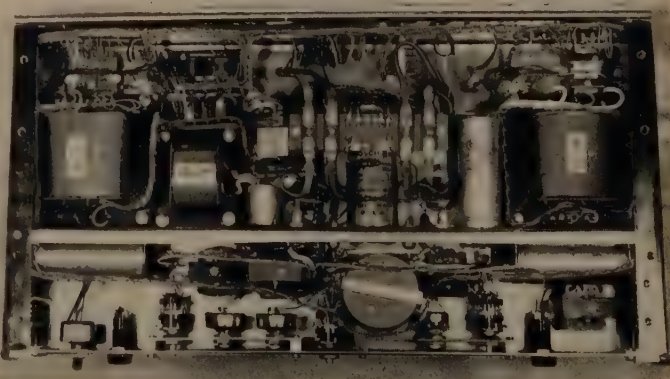


Bild 5 (oben). Nachsteuergerät „R 91 T“ von oben gesehen.
Bild 6 (unten). Nachsteuergerät „R 91 T“ von unten gesehen

henden Wärme montiert. Bei der gedrängten Bauweise ist die Wärmeableitung ein schwieriges Problem. Bei den vorhandenen Kühlmöglichkeiten ist die Erwärmung der Transistoren geringer, wenn je zwei parallelgeschaltet werden. Der Kühlblock nimmt im Betrieb nach mehreren Stunden Betriebsdauer eine Übertemperatur von knapp 25°C an.

Netzspannungsstöße bis zu $\pm 10\%$ bleiben praktisch ohne Einfluß auf die Tonhöhenchwankungen, wenn man dafür sorgt, daß die Endstufentransistoren nicht übersteuert werden. Eine leichte Übersteuerung der Endstufe wäre wegen des besseren Wirkungsgrades (geringere Wärmeerzeugung) zwar erwünscht, jedoch haben dann Netzspannungsänderungen starke Tonhöhenchwankungen zur Folge. Offenbar erzeugen die bei Betriebsspannungsänderungen auftretenden Änderungen des Oberwellengehalts ruckartige Änderungen der Umdrehungszahl, die zwar durch die Schwungmasse teilweise abgefangen werden, durch den Nachsteuervorgang aber noch unzulässig auf die Tonhöhenchwankungen einwirken. Die Ansteuerung muß daher so eingestellt werden, daß keine Abkappung der Sinusspitzen in der Endstufe eintritt.

Im kalten Zustand braucht der Tonmotor eine größere Leistung. Kurz nach dem Einschalten benötigt man daher eine gewisse Überspannung. Um dies zu erreichen, liegt in Reihe mit dem Regler, der die Ansteuerung bestimmt, ein NTC-Widerstand. Dieser ist räumlich neben dem Vorwiderstand für die Kontrollampe angeordnet, die den Betriebszustand der Leistungsendstufe anzeigt. Dieser Widerstand wird nach kurzer Betriebszeit sehr warm und verringert den Widerstandswert des NTC-Widerstandes, so daß zunächst eine höhere Spannung am Tonmotor liegt, die nach kurzer Zeit auf den Sollwert zurückgeht.

5. Stromversorgung

Zur Stromversorgung dient das Wechselstromnetz. Es sind drei Gleichrichterkreise vorhanden. Die Gleichspannung für die Leistungsendstufe ist nicht stabilisiert, die einzelnen Verstärkerstufen sowie der 50-Hz-Oszillator werden dagegen aus einer mit Transistoren elektronisch stabilisierten Spannung gespeist. Die Kollektorspannung des 50-Hz-Oszillatortransistors und dessen Basisgrundspannung (Mitte Phasenbrücke) sind durch Zenerdioden zusätzlich von den übrigen Teilen des Gerätes entkoppelt. Ein dritter Gleichrichter dient zur Versorgung der verschiedenen Relais sowie des Photozellenverstärkers und der Lampe im Magnetongerät. Diese Spannung ist lediglich durch eine Zenerdiode stabilisiert.

6. Zusatzeinrichtungen

Um eine Gleichlaufkorrektur zu erreichen, kann man mit einer Taste die automatische Regelung abschalten und den Magnetfilm kurzzeitig schneller oder langsamer laufen lassen. Hierzu wird über ein Relais der Vergleichsspannungsverstärker abgeschaltet und über einen weiteren Kontakt desselben Relais der Basisstrom des Oszillatortransistors um einen Betrag vergrößert oder verkleinert, der eine Frequenzerniedrigung („Ton rück“) oder Frequenzerhöhung („Ton vor“) um 1 Hz ergibt.

Zur Kontrolle des Arbeitszustandes der Phasenbrücke ist ein Meßinstrument vorhanden, das zusammen mit einem Frequenzzeiger (48...52 Hz) in einem Bediengerät untergebracht ist. Das Bediengerät enthält auch die genannten Tasten für die Gleichlaufkorrektur und einige weitere Bedienungselemente. Ferner ist ein Summer eingebaut, der über ein Relais mit Transistorvorverstärker (Bild 7) zum Ansprechen gebracht wird, sobald eine Gleichlaufstörung eingetreten ist, beispielsweise wenn der automatische Nachregelbereich überschritten oder die Mittelfrequenz falsch eingestellt ist.

Sobald eine Gleichlaufstörung eintritt, läuft der Steuerspannungsvektor mit der Differenzfrequenz um den Vergleichsspannungsvektor, so daß an der Phasenbrücke eine sich periodisch ändernde Spannung auftritt. Die Differenzfrequenz wird sowohl vom Phasenbrückeninstrument als auch vom Frequenzzeiger angezeigt.

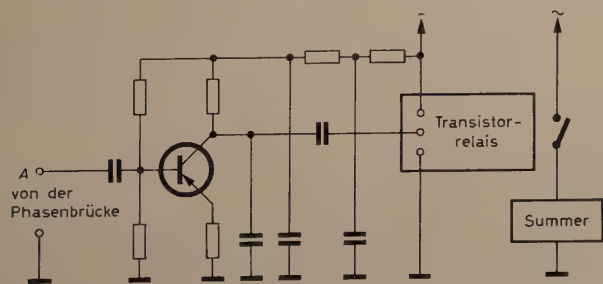


Bild 7. Schaltung der akustischen Anzeige

Die Verarbeitung der nur einige Zehntel Volt betragenden pendelnden Brückenspannung für eine akustische Anzeige bereitet Schwierigkeiten, da auch Regelstöße während des Betriebes Änderungen der Brückenspannung hervorrufen, die gegebenenfalls in der Größenordnung der bei Gleichlaufstörungen auftretenden Spannungsänderungen liegen können. Die Empfindlichkeit der Anordnung ist daher so einzustellen, daß Regelstöße gerade noch nicht angezeigt werden, wohl dagegen ein einmaliges Außertrittfallen der Synchronisation.

Wie bereits erwähnt, wird der Tonmotor des Magnetbandgerätes zunächst durch die Netzspannung zum Anlaufen gebracht. Erst nach Drücken einer der Tasten „Wiedergabe“ oder „Aufnahme“ wird der Tonmotor aus dem Verstärker gespeist. Nachdem die Betriebsart „Aufnahme“ oder „Wiedergabe“ gewählt ist, kann mit der Taste „Fernstart Ein“ im Bediengerät eine Wartestellung eingestellt werden, in der der Tonmotor zwar weiterhin aus dem Leistungsverstärker betrieben wird, die Andruckrolle jedoch abgefallen ist, so daß kein Filmtransport stattfindet. Die Wartestellung wird nach Drücken der Taste „Fernstart Aus“ im Bediengerät aufgehoben. Der Tastendruck läßt sich ersetzen durch einen Kurzschluß (Schaltfolie oder durch mit Leitlack bestrichener Teil auf dem Bildfilm) über mit dem Nachsteuergerät verbundene Leitungen. Auch über einen Tonimpuls, der vom Bildfilm oder von anderer Stelle zur Startauslösung herangeführt wird, kann man den Magnetfilm in Betrieb setzen. Der Tonimpuls wird gleichgerichtet und betätigt über einen Transistorverstärker ein Relais, dessen Arbeitskontakt den Tastendruck ersetzt.

Für verschiedene Anwendungszwecke ist noch ein frequenzkonstanter und klirrarmer 1-kHz-Generator eingebaut, der einerseits einen Randspurkopf des Magnetfilms versorgt, andererseits für Signale zwecke aber auch außen abgenommen werden kann. Bild 8 zeigt die

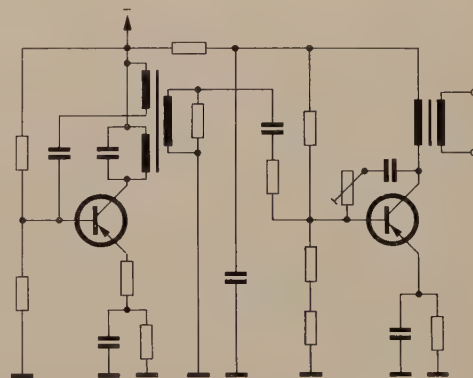


Bild 8. Schaltung des 1-kHz-Generators

Schaltung des 1-kHz-Generators mit Verstärkerstufe. Der Generator wird über ein Relais mit vorgeschaltetem Transistorverstärker wahlweise durch die Steuer- oder die Vergleichsspannung eingeschaltet.

7. Meßergebnisse

Das Nachsteuergerät muß zusammen mit dem Magnetbandgerät eine Anzahl Forderungen erfüllen, wobei seine Eigenschaften gegenüber denen des netzbetriebenen Magnetbandgerätes nicht wesentlich schlechter sein dürfen.

Die Hochlaufzeit muß sowohl bei Einschaltung des Bandlaufs am Magnetbandgerät (Drücken der Tasten „Wiedergabe“ oder „Aufnahme“) als auch bei Fernstart kleiner als 3 s sein. Das Oszillogramm (Bild 9) zeigt, daß diese Forderung gut erfüllt ist.

Die Einstellzeit bei sprunghafter Änderung der Vergleichsfrequenz um 1 Hz soll nicht größer als 0,8 s sein. Das Oszillogramm Bild 10 zeigt, daß auch diese Forderung erfüllt ist. Die tatsächlich im Betrieb vorkommenden Änderungen werden wesentlich kleiner sein, denn bei einem automatischen Nachsteuerbereich von $\pm 0,5$ Hz könnte ein Außertrittfallen der Synchronisation nur vorkommen, wenn im Zeitpunkt der Frequenzänderung die Mittelfrequenz genau am Ende des Regelbereichs läge. Für eine Frequenzänderung von 1 Hz müßte der Regelbereich dann mindestens $\pm 0,6$ Hz betragen, damit die Synchronisation nach der Frequenzumschaltung nicht außer Tritt fällt.

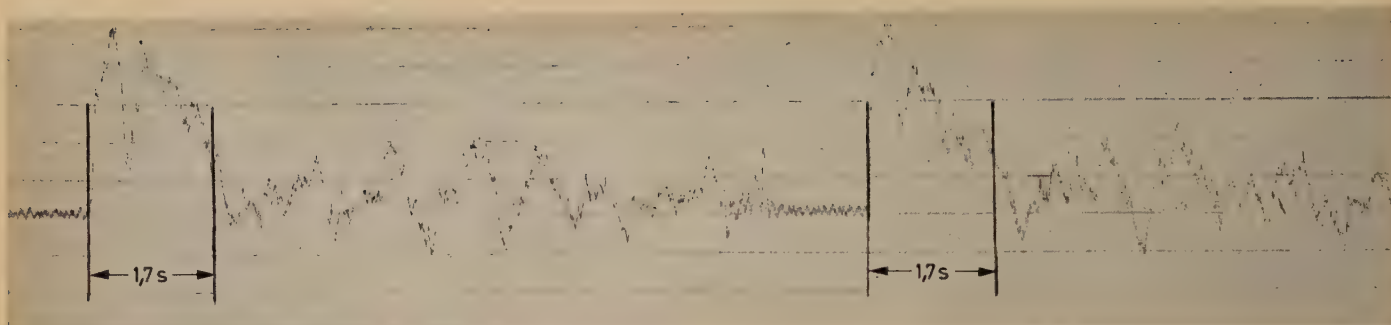


Bild 9. Hochlaufzeit des „Magnetophon M 5/16“ mit Nachsteuerverstärker „R 91 T“

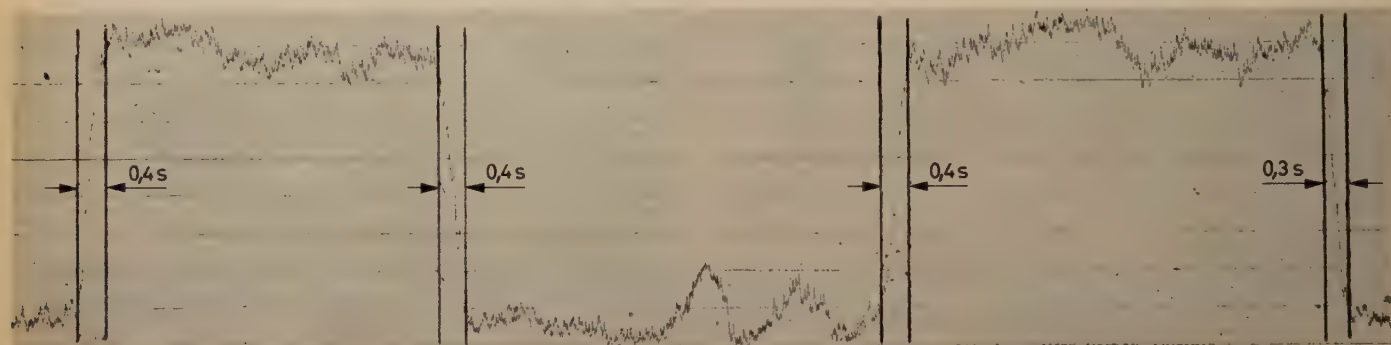


Bild 10. Einstellzeit bei Änderung der Vergleichsfrequenz um 1 Hz (von 50 auf 51 Hz)

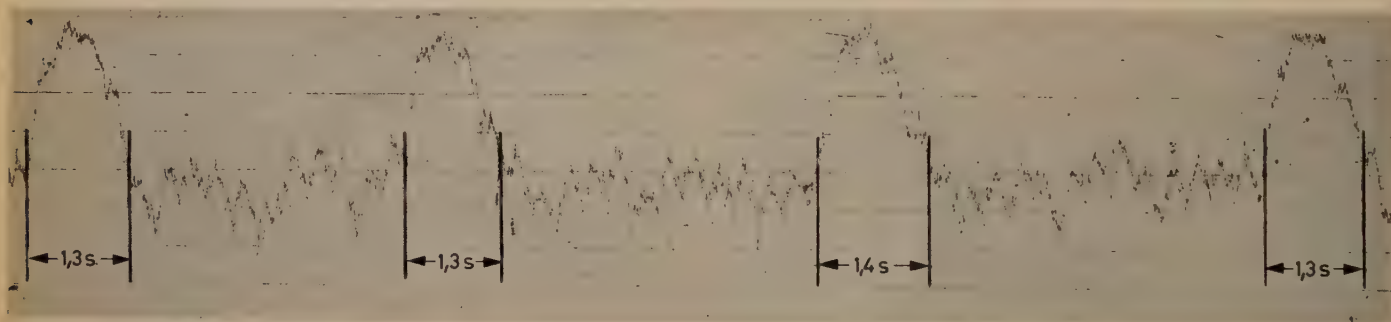


Bild 11. Einschwingzeit bei Umschaltung der Phase der Vergleichsfrequenz um 180°

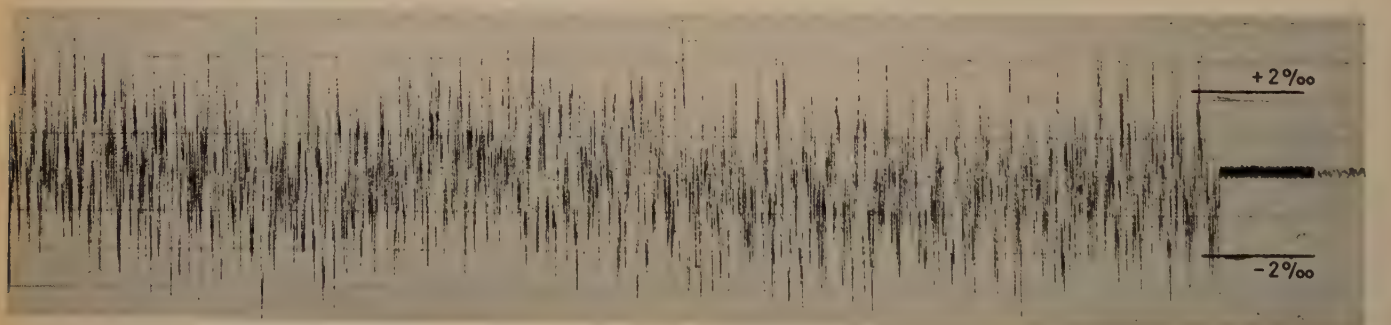


Bild 12. Oszillogramm der Tonhöhenschwankungen

Es kann vorkommen, daß die Steuer- oder Vergleichsfrequenz nach einer eingetretenen Unterbrechung um maximal 180° versetzt aufgeschaltet wird. Dabei soll die Einstellzeit kleiner als 1,5 s sein. Wie Bild 11 zeigt, ist auch diese Forderung erfüllt. (Die Aufschaltung einer um 180° phasenverschobenen Steuer- oder Vergleichsfrequenz ist der ungünstigste vorkommende Fall.)

Zu den wichtigsten Bedingungen gehören die Tonhöhenschwankungen, die nicht größer als $\pm 0,2\%$ (gehörrechtig bewertet) sein sollen. Die Tonhöhenschwankungen dürfen dabei keine periodischen Schwankungen durch Regelvorgänge usw. enthalten. Wie Bild 12 zeigt, bleiben die Tonhöhenschwankungen in den geforderten Grenzen.

Die Tonhöhenschwankungen hängen außer vom Laufwerk in hohem Maße auch von der Qualität des Bandes ab. Das in Deutschland verfügbare Magnetfilmband ist etwas zu steif. Mit einem Band größerer

Elastizität lassen sich die Tonhöhenschwankungen reduzieren. Wenn ein solches Band allgemein verwendet würde, wäre es möglich, die Zeitkonstante des schon mehrmals erwähnten Filtergliedes zu verkleinern, so daß auch die Einstellzeiten noch wesentlich kürzer würden.

Schrifttum

- [1] Vollmer, H.: Bildsynchroner Magnettonaufzeichnung im Fernsehen. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) Nr. 2, S. 33–37
- [2] Schürer, J.: Gleichlauf von Bild und Ton bei Film und Fernsehen. Radio mentor Bd. 19 (1953) S. 380
- [3] Gondesen, K.: Verfahren der bildsynchronen Tonaufzeichnung im Fernsehen. Elektron. Rdsch. Bd. 9 (1955) Nr. 2, S. 60–63

(eingegangen am 4. Juli 1960)

Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik

Düsseldorf vom 19.–26. Oktober 1960

DK (621.317+62—523.8):061.3+4

Strahlungsmeßtechnik

Die Strahlungsmessung hatte zuerst rein wissenschaftliche Bedeutung und war nur in physikalischen und chemischen Forschungslaboratorien von Interesse. Nachdem die Röntgentechnik lange Zeit die einzige Anwendung war, fand die Strahlungsmessung dann Eingang in die zerstörungsfreie Werkstoffprüfung und wird bald fast überall in der Technik zu finden sein. In zunehmendem Maß werden Strahlungsmessungen zur Überwachung von Fertigungsabläufen sowie zu Steuerungs- und Regelungsaufgaben angewendet. Auch die Kontrolle der Fertigerzeugnisse bedient sich der Strahlungsmessung. Gleichzeitig damit hat sich eine umfangreiche Schutztechnik herausgebildet, die Warngeräte und Dosisleistungsmesser hervorbrachte, um das mit Strahlungsmeßaufgaben betraute Personal vor schädigenden Einflüssen zu bewahren.

1. Strahlungsdetektoren

► *Frieske & Hoepfner* — Bei der Aktivitätsmessung von Alpha- und Beta-Strahlern niedriger Energie muß der Detektor wegen der geringen Reichweite der Strahlung möglichst in unmittelbare Berührung mit dem Strahler kommen. Für flüssige Strahler wurde ein schlauchförmiger Szintillator entwickelt, der die kontinuierliche Messung der Aktivität wäßriger Lösungen von Verbindungen gestattet, die beispielsweise Tritium oder Kohlenstoff 14 enthalten. Die Lösungen müssen chemisch neutral sein, andernfalls würden sie den Szintillationsschlauch zerstören. Die aktive Länge dieses Schlauches ist etwa 650 mm, das Volumen etwa 250 mm³. Die Umwandlung der im Schlauch durch die Strahlung erzeugten Lichtimpulse in elektrische Impulse erfolgt über einen Photomultiplier. Die Ausbeute an Lichtimpulsen ist oftmals recht gering, dagegen die Rauschimpulsrate relativ groß, so daß man entweder einen besonders ausschirmen Photomultiplier verwenden muß oder zur Unterdrückung des Rauschens eine Koinzidenzschaltung zweier Multiplier. Beide Möglichkeiten sind bei diesem Meßgerät vorhanden.

► *Kirem* — Der Szintillationsdetektor „EQP“ enthält in einem zylindrischen Blechgehäuse den Szintillationskristall, gegebenenfalls einen Lichtleiter, den Photomultiplier und einen Vorverstärker als Impedanzwandler. Die einzelnen für Alpha-, Beta- und Gamma-Strahlungsmessungen benötigten Kristalle sind auswechselbar. Auch können großflächige Szintillatoren eingesetzt werden. Der Szintillationszähler wird in zwei verschiedenen Ausführungen geliefert, und zwar als Typ „EQP 1“ mit Impedanzwandler (Verstärkung etwa 1) und als Typ „EQP 2“ mit zusätzlichem Spannungsverstärker (Verstärkung etwa 20).

► *Siemens* — Das Detektor-Lieferprogramm wurde um Szintillationszähler mit 1,5" Durchmesser erweitert. Hierzu ist für die Messung von Gamma-Strahlen ein Natriumjodid-Vollkristall lieferbar. Für die Messung von Beta-Strahlen stehen Beta-Meßköpfe mit Kristallen verschiedener Dicke und den Durchmessern 1" und 1,5" zur Verfügung.

► *Telefunken* — Der GM-Zählrohrkopf „MS GM 564/1“ mit selbstlöschendem Halogen-Zählrohr G 5 H dient der Messung von Gamma-Strahlen und hat 370 V Betriebsspannung. Die Plateaulänge ist 100...300 V (Steigung 3% je 100 V); der Nulleffekt liegt bei etwa 40 Imp/min. Im Zählrohrkopf befindet sich ein RC-Glied mit 5 MΩ || 5 pF.

Für harte Alpha-Strahlen sowie Beta- und Gamma-Strahlen ist der GM-Fensterzählrohrkopf „MS GM 565/1“ mit selbstlöschendem Halogen-Glimmerfenster-Zählrohr 18505 verwendbar. Die Fensterfläche ist 300 mm², die Fensterdicke 1,5...2 mg/cm², die Plateaulänge 225...500 V (Steigung 1% je 100 V). Der Nulleffekt liegt bei 30 Imp/min. Das RC-Glied im Zählrohrkopf ist 5 MΩ || 5 pF.

Ein 600 mm² großes Fenster mit 2,5...3 mg/cm² Dicke hat der GM-Fensterzählrohrkopf „MS GM 592/1“ mit selbstlöschendem Halogen-Glimmerfenster-Zählrohr 18506. Auch dieses Gerät ist für harte Alpha-Strahlen sowie für Beta- und Gamma-Strahlen geeignet. Bei sonst gleichen Daten wie der Typ „MS GM 565/1“ ist der Nulleffekt 50 Imp/min.

Für Gamma-Strahlen und harte Beta-Strahlen ist der GM-Zählrohrkopf „MS GM 566/1“ mit selbstlöschendem Zählrohr 1 B 85 mit organischem Löschdampf bestimmt. Das Wandmaterial ist Aluminium (30 mg/cm²), die Betriebsspannung 900 V. Die Plateaulänge ist 200 V (Steigung 3% je 100 V).

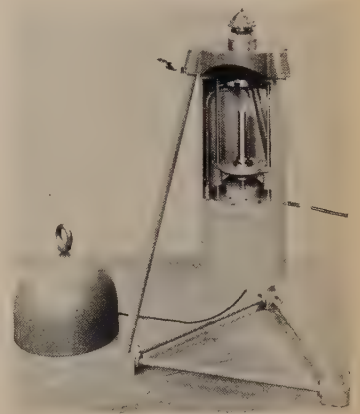
In Verbindung mit einem entsprechenden Strahlungsmeßgerät dienen die drei Szintillationsmeßköpfe „MS Sz 532/2“, „MS Sz 533/2“ und „MS Sz 534/2“ zur qualitativen Messung und spektrometrischen Untersuchung von Alpha-, Beta- und Gamma-Strahlen sowie zum Zählen von Neutronen. Das zylindrische, spritzwassergeschützte Aluminiumgehäuse enthält einen mit Mumetall abgeschirmten Photovervielfacher, auf dessen Photokatode der Szintillationskristall sitzt, und einen Katodenverstärker mit einer Röhre ECC 802 S. Die verstärkten Impulse werden über ein Spezialkabel dem Strahlungsmeßgerät zugeführt. Für die Messung von Gamma-Strahlen verwendet man als Szintillatoren heutzutage meist thallium-aktivierte Natriumjodidkristalle. Zur Auswertung von Beta-Strahlen mit festen Szintillatoren empfehlen sich organische Phosphore, wie zum Beispiel Anthracen. Zum Nachweis von Alpha-Strahlen haben sich silber-aktivierte Zinksulfidschirme bewährt. Thermische (langsame) Neutronen können mit europiumaktivierten Lithiumjodidkristallen gemessen werden.

2. Geräte zur Messung von Alpha-, Beta- und Gamma-Strahlen und Neutronen

► *Elektro Spezial* — Bei Anlagen zur Messung schwacher spezifischer Beta-Aktivitäten macht das Gewicht der Abschirmungen die Anlage schwer und damit unhandlich. So hatte beispielsweise eine derartige *Philips*-Anlage ein Gewicht von über 1,2 t. Bei dem neuen Modell „PW 4127“ ist es gelungen, das Gewicht auf 250 kg herabzusetzen, ohne grundsätzlich die Daten der bewährten alten Ausführung zu verschlechtern. Als Beta-Zähler werden zwei abgeänderte Zählrohre des Typs 18505 (18515) oder 18506 (18516) verwendet. Die Abschirmung besteht aus 30 mm Blei und 100 mm Eisen und ist als zwei konzentrische Halbkugeln ausgebildet. Nach unten wird sie von einer 132 mm dicken Eisenplatte gebildet. Da *Philips* für die Abschirmung etwa 250 Jahre altes Eisen zur Verfügung steht, war es mit dieser relativ leichten Abschirmung möglich, den Nulleffekt auf unter 1,5 Imp/min herabzudrücken, wenn ein Zählrohr 18516 mit 6,1 cm² effektiver Fensterfläche benutzt wird, und auf unter 1,3 Imp/min bei Verwendung des Zählrohrs 18515 mit 3,1 cm² Fensterfläche.

Die Zählrohre 18515 und 18516 sind mit Neon, Argon und Halogenen als Löschgas gefüllt und haben eine Katode mit 28% Chrom und 72% Eisen. Das Fenster besteht aus Glimmer oder Chrom-Eisen. Die Plateaulänge ist 500...650 V bzw. 500...700 V und die Plateauabfallrate max. 0,03%/V; Totzeit 160 bzw. 200 µs.

► *Frieske & Hoepfner* — Bei der Gamma-Spektrometrie mit Szintillationszähler treten im allgemeinen drei verschiedene Prozesse auf: der Photoeffekt, der Comptoneffekt und die Paarbildung. Es ist daher wünschenswert, Meßanordnungen zu bauen, bei denen möglichst nur einer von diesen Effekten im Spektrum erscheint. Das hat zur Entwicklung eines einfachen Compton-Spektrometers geführt, wie es im Prinzip erstmals von Hofstadter angegeben wurde. Die Strahlenquelle wird durch einen Kollimator so abgeschirmt, daß ein scharf gebündelter Strahlengang entsteht, der zentral auf den Szintillationszähler des Meßkanals trifft. In ihm treten sowohl Photoeffekt als auch Comptoneffekt auf. Dem Szintillationszähler („FH 21 S“) ist das Einkanal-Spektrometer („FH 507“) nachgeschaltet, dessen Ausgang den einen Eingang der folgenden Koinzidenzstufe speist. An den zweiten Eingang ist der Szintillationszähler des Steuerkanals angeschlossen. Dieser zweite Szintillationszähler ist unter einem Winkel von etwa 150° zur Einfallsrichtung des Strahls so angeordnet, daß er nur von den im Szintillationszähler des Meßkanals unter einem Winkel von etwa 150° gestreuten Quanten getroffen werden kann. Gegen Primärstrahlung ist dieser Szintillationszähler stark abgeschirmt. An den



Ausgang der Koinzidenzstufe ist ein Ratemeter mit einem Potentiometer-schreiber angeschlossen, dessen Papiervorschub synchron mit der Kanalverschiebung des Einkanal-Spektrometers läuft. Der Impulshöhenanalysator fragt zeitproportional die Impulshöhenverteilung im Szintillationszähler ab. Die Koinzidenzstufe gibt jedoch einen Ausgangsimpuls nur dann ab, wenn gleichzeitig mit dem Diskriminatorimpuls auch ein Impuls aus dem Steuerkanal ankommt. Das ist aber nur dann der Fall, wenn ein Quant den Szintillationszähler des Meßkanals beaufschlagt und dort eine Compton-Streuung unter einem solchen Winkel erfährt, daß das Streuquant den zweiten Szintillationszähler zum Ansprechen bringt.

► **Gesellschaft für Nucleonic und Electronic** — Der Impulshöhenanalysator „NU-1001“ dient zur Registrierung von Impulsen, wie sie von Strahlungsdetektoren geliefert werden, sowie zur Energiemessung und Spektroskopie von Alpha-, Beta- und Gamma-Strahlen. Das Gerät ist nach dem Baukastenprinzip aufgebaut und enthält in den fünf Einschüben das hochstabilisierte Meßgerät, den Linearverstärker, einen Einkanal-Diskriminator, das Integriergerät und einen Potentiometerschreiber. Das Netzgerät liefert positive oder negative Spannung zwischen 500 und 2500 V und ist maximal mit 20 mA belastbar. Bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$ ergeben sich maximale Abweichungen bei der gelieferten Gleichspannung von $5 \cdot 10^{-4}$. Außerdem dient es zur Stromversorgung von Vorverstärkern und Katodenfolgern (Szintillationszählern). Der Linearverstärker verstärkt positive oder negative Impulse von 100 μV ...140 V. Er ist äußerst übersteuerungsfest und hat eine maximale Verstärkung von 10000. Der Einkanal-Diskriminator mißt die vom Linearverstärker abgegebenen Impulse zwischen 5 und 100 V. Die Kanallage ist von 5...100 V verschiebbar. In dem Integriergerät wird der ankommende negative Impuls einem Eingangsverstärker zugeführt und in einem nachfolgenden Impulsformer in Impulse konstanter Amplitudendauer umgewandelt. Der Meßbereich ist in 9 Stufen zwischen 10 und 100000 Imp/s einstellbar. Zur Aufzeichnung der gemessenen Impulsrate dient der Potentiometerschreiber mit 250 mm Schreibbreite und 20, 60 oder 120 mm/min Papiervorschub.

► **Graetz** — Zur Feststellung der Kontamination an Fußböden und Wänden in Laboratorien und Instituten dient die mit sechs teilweise verschiedenen GM-Zählrohren ausgerüstete fahrbare Großflächensonde, die einen großen Meßbereich vom Nulleffekt (600 Imp/min) bis etwa 50 r/h (240000 Imp/s) erfaßt. Zum Nachweis von Beta-Strahlen ist eine Blende am Boden der Sonde vorhanden, die mittels eines Schiebeschalters zu öffnen ist.

Das handliche Strahlungsmeßgerät „X 10“ mit getrennter Sonde und Hörmuschel zeichnet sich durch einfache Bedienung aus, hat gedruckte Schaltung und ist transistorisiert. Der Meßumfang reicht in 2×4 Anzeigebereichen vom Nulleffekt (etwa 10 $\mu\text{r/h}$) bis 50 r/h. Mit einem Umschaltknobel sind die gewünschten Meßbereiche einschaltbar, wobei die jeweils dazugehörige Skala unter dem Lupenglas des Skalenfensters erscheint. Die Skala ist in $\mu\text{r/h}$, mr/h und r/h geeicht und gilt nur für Gamma- und Röntgen-Strahlen. Außerdem ist der Nachweis von Alpha- und Beta-Strahlen möglich. Für Messungen bei Dunkelheit ist eine Skalenbeleuchtung eingebaut. Die Sonde läßt sich vorteilhaft auch für Spür-, Such- und Warnzwecke verwenden. Hierzu wird ein Miniatur-Kopfhörer angeschlossen, der die Zählrohrimpulse durch Knacken hörbar macht.

Ein ähnliches Gerät mit den Bereichen 0...10 mr/h bis 0...500 r/h sowie 0...1 Imp/s bis 0...4000 Imp/s ist der Typ „X 500“.

Eine komplett ausgerüstete Strahlungsmeßeinrichtung mit allem, was dazu gehört, ist der Meßkoffer mit großem Zubehör. Er enthält ein Strahlungsmeßgerät „X-10“ oder „X-500“, eine kleine Universalsonde (Tauchzählrohr für Wasseruntersuchungen mit Zählrohr 18504) für Alpha-, Beta- und Gamma-Strahlung, Kopfhörer (500 Ω), eine große Universalsonde als Tauchzählrohr und als Becherzählrohr für Beta- und Gamma-Strahlung, eine 1000-r/h-Sonde als Hochdosisonde für harte Beta- und für Gamma-Strahlung (Zählrohr 18509), ein Ladegerät sowie eine Reihe verschiedener weiterer Zählrohre. Weiterhin sind darin Ersatzteile und Verbindungskabel enthalten.

► **C. H. F. Müller AG** — Das „Autrometer“ dient zur schnellen und automatischen Analyse von Proben, die bis zu 24 Elemente zwischen dem Magnesium (Ordnungszahl 12) und dem Uran (Ordnungszahl 92) enthalten kann. Das Prinzip beruht darauf, daß Atome, die von energiereicher Röntgenstrahlung getroffen werden, ihrerseits Röntgenstrahlen aussenden, deren Wellenlänge von Element zu Element verschieden ist. Als Strahlenquelle wird eine leistungsstarke Röntgenröhre verwendet, die die Probe mit sehr hoher Strahlungsintensität anstrahlt und die einzelnen Atome zum Aussenden ihrer genau definierten Wellen anregt. Diese

Eigenstrahlung trifft auf einen Analysator-Kristall, der sie in einzelne Spektrallinien zerlegt. An Hand der Wellenlängen werden dann die in der Probe enthaltenen Elemente bestimmt. Die Strahlungsintensitäten sind ein Maß für die einzelnen Element-Anteile. Das „Autrometer“ ist weniger für Forschung und Entwicklung bestimmt, als vielmehr zur Schnellanalyse und Kontrolle bei Produktionsprozessen; es verringert die Zeit, die normalerweise für eine chemische Analyse benötigt wird, erheblich.

► **Siemens** — Aus der Reihe der Strahlungsmeßgeräte wurde das Universalgerät „GS-DMZ“ mit angeschlossenem Linienschreiber und Zählbetrag-Zeitdrucker gezeigt. Der Zählteil für Einzelimpulszählung hat Zeit- und Impulsvorwahl und enthält eine Zählkette für 10^6 Impulse ohne Voruntersetzer sowie für $4 \cdot 10^6$ Impulse mit Vierfach-Voruntersetzer. Mit einer Fernbedienungseinrichtung können die Tasten des Impulszählers („Start“, „Stop“, „Null“) auch aus einer Entfernung bis zu 5 m betätigt werden. Der aufgelaufene Zählbetrag und die Zeit werden von dem angeschlossenen Drucker maximal mit sechs Stellen in einer Zeile ausgedruckt. Die Drucktastenschaltung des Impulszählers gestattet es, auch bei kontinuierlichem Betrieb ohne Verwendung eines Mittelwertmessers Signal zu geben, wenn eine vorgegebene Impulsrate überschritten wird.

Zur Messung extrem schwacher Präparate (Abwasser-Überwachung) kann in Verbindung mit einem Hochspannungserzeuger für 5 kV und einem Impulsverstärker ein Großflächen-Durchflußzählrohr an das Strahlungsmeßgerät angeschlossen werden.

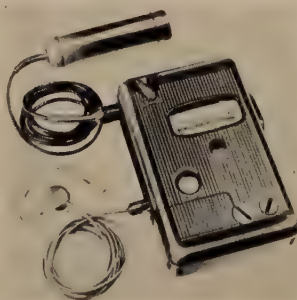
► **Telefunken** — Als Impulsverstärker für die Szintillationsspektrometrie wurden die Breitband-Linearverstärker „MS Str 582/1“ (1000fache Verstärkung) und „MS Str 583/1“ (10000fache Verstärkung) entwickelt. Sie verstärken negative Eingangsimpulse bis zu einer Ausgangsimpulshöhe von maximal +100 V linear und sind dabei weitgehend gegen Übersteuerung gesichert. Positive Eingangsspannungen sind möglichst zu vermeiden und müssen in jedem Falle klein gegen die noch linear verstärkten negativen Eingangsimpulse sein. Die Bandbreite ist 5 MHz, die untere Grenzfrequenz etwa 100 kHz. Wenn ein erster Impuls den Eingang 100fach übersteuert (Abfallzeitkonstante 0,05 μs), wird die Amplitude eines zweiten, nicht übersteuernden Ausgangsimpulses mit einem Fehler kleiner als 1 V gemessen, wenn sein Abstand von der Vorderflanke des ersten Impulses größer als 1 μs ist.

Die genaue Analyse des von einem Strahlungsdetektor gelieferten Impulshöhenspektrums bietet zusammen mit der Wahl der Detektorart die Möglichkeit, die Zusammensetzung einer nuklearen Strahlung unmittelbar nach Energie, Art und Intensität zu bestimmen. Der Impulshöhenanalysator „MS Str 531/1“ erlaubt die Aufzeichnung des Impulshöhenspektrums. Die vom Detektor kommende Impulshöhenverteilung wird durch einen Kanal mit kontinuierlich und automatisch oder von Hand veränderbarer Lage bei konstanter Kanalbreite abgefahren und die Höhe der jeweiligen Impulsrate von einem synchron mitlaufenden Schreiber registriert. Eine Grauelektrode analysiert die Impulshöhenverteilung; hierbei trägt im Gegensatz zur Einkanal-Spektrometrie jeder einzelne Impuls zur Bildung des Meßresultats bei. Zu dem Betrieb von Detektoren steht ein Hochspannungsanschluß von ± 5 kV zur Verfügung.

Für die Messung von Alpha-, Beta- und Gamma-Strahlen verwendet man als Detektoren in großem Umfang selbstlöschende GM-Zählrohre. Für den Anschluß aller selbstlöschenden GM-Zählrohre mit Betriebsspannungen von 300...2000 V ist das digitale Standard-Strahlungsmeßgerät „MS Str 473/1“ geeignet. Die Abweichung der gelieferten Hochspannung ist $\pm 10^{-3}$ in 24 Stunden. Das Gerät hat zwei elektronische und vier mechanische Zähldekaden, einen Anschluß für eine elektrische Schaltuhr zur Messung von Impulsen in einer von 0,02...100 min wählbaren Zeit. Die Totzeit des Zählkanals ist 50 μs und die maximale Zählgeschwindigkeit 1000 Imp/s. Ein eingebauter Impulsgenerator mit 50 Hz Impulsfolge erlaubt eine schnelle Prüfung der Einsatzbereitschaft dieses Gerätes.

3. Schutzgeräte

► **AEG** — Zur Strahlungsüberwachungsanlage mit Ionisationskammern (mit Argon gefüllt), die dem Schutz des Personals in Reaktorräumen dient, gehören ein Detektor, der die ionisierenden Strahlen in einen elektrischen Strom umwandelt, ein Anzeiger, ein Grenzwertschalter und ein Stromversorgungsgerät. Die Ionisationskammer wurde als Strahlungsdetektor gewählt, weil sie gegenüber dem Zählrohr nicht nur robuster ist, sondern auch bei entsprechender Ausführung Messung von kleinsten bis zu höchsten Intensitäten erlaubt. Hauptbestandteil der Kammereinheit ist die Ionisationskammer mit eingebauter Elektrometerröhre. Alle weiteren Bauelemente, wie Stromversorgung, Anzeiger, Grenzwerteinheiten, Prüfeinrichtungen und Anschlüsse für einen Sechsfarben-Punktschreiber, befinden sich im Zentralgerät (19-Zoll-Einschub), das sechs Meßstellen enthält und für Einbau in eine Schaltwarte bestimmt ist. Die Ionisationskammer liefert einen Ausgangsstrom, der proportional dem Logarithmus der Dosisleistung ist. Letztere ist in 5 Dekaden zwischen 10 $\mu\text{r/h}$ und 10^3 r/h meßbar. Die Größe des Stroms ist maximal 150 μA . Bei Überschrei-



Strahlungsmeßgerät „X 500“

Sprossenrad - Rückübertragung - elektromechanischer Zähler - Relaisrechner - Elektronenröhren - Befehlssystem - Speicherprogrammierung - Germaniumdioden - Adressenmodifikation - Autoprogrammierung - Transistoren ... Stationen in der Geschichte des maschinellen Rechnens.

Mit den technischen Möglichkeiten erweiterten sich die Zielsetzungen. Längst schon steht das eigentliche Rechnen nicht mehr im Vordergrund. Ein Elektronenrechner „rechnet“ kaum noch. Sicher - er kann alle Rechenoperationen ausführen. In der Hauptsache jedoch prüft er Bedingungen und trifft logische Entscheidungen - wie ein Mensch, der einen „Fall“ zu untersuchen hat und sich nun leidenschaftslos, ohne etwas zu übersehen oder hinzuzufügen, Schritt für Schritt zum richtigen Urteil durcharbeitet. Allerdings: Wie er vorzugehen hat, zu welchen Entscheidungen er kommen kann, das muß ihm der Mensch vorher in allen Einzelheiten mitteilen.

elektro nenhirn + men schen hirn

ergänzen einander. So erstaunlich die Leistungen moderner elektronischer Rechanlagen sind - ohne die jedesmal neue und grundlegende Vorarbeit des menschlichen Geistes bleiben sie wirkungslos. Darum stellt BULL an den Anfang jeder Organisationsaufgabe den Einsatz des Menschen und seines Verstandes: Die Problemstudien.

Diese Aufgabe bleibt, ihr Umfang jedoch wächst ständig. Um sich auf die Zukunftsaufgaben noch stärker zu konzentrieren, um den Kundenkreis noch intensiver betreuen zu können, hat EXACTA-CONTINENTAL BUROMASCHINENWERK GMBH KÖLN eine Tochtergesellschaft gegründet: **BULL DEUTSCHLAND** LOCHKARTENMASCHINEN GMBH KÖLN

BULL DEUTSCHLAND

Höchste Empfindlichkeit minimales Rauschen

Modernste elektronische Forschungsarbeit der Hitachi-Ingenieure hat jetzt zur Entwicklung einer hervorragenden Käfig-Gitter Zwillingstriode 6R-HH8 mit äußerst hoher Verstärkung und niedriger Rauschcharakteristik geführt. Als ein Glied der Abstimm-Vorrichtung garantiert 6R-HH8 ein ausgezeichnetes Schirmbild mit bemerkenswerter Schärfe.

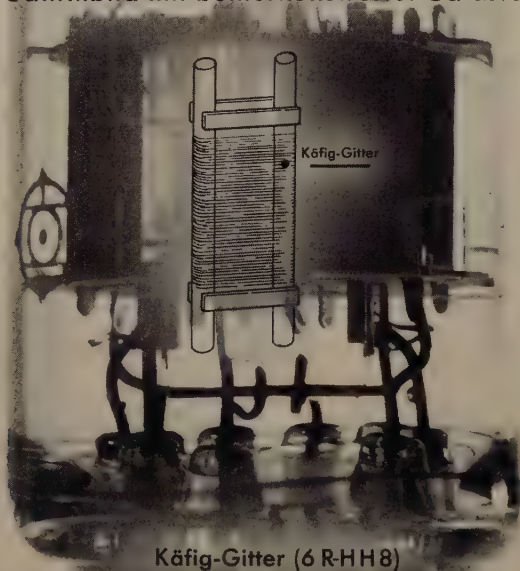


Fig. 1 Verstärkungscharakteristik

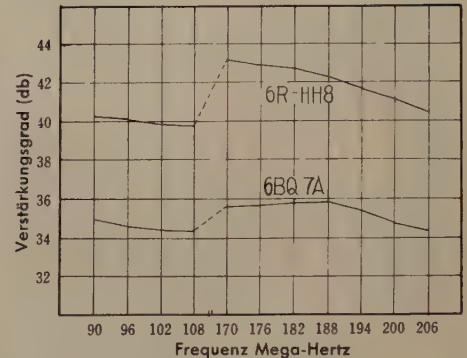
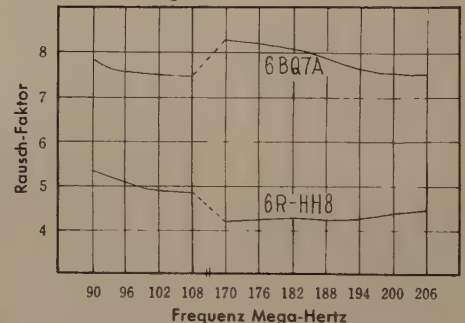


Fig. 2 Rauschcharakteristik



Hitachi fabriziert auch andere Empfangsröhren und Zubehörteile zum Fernsehen, die in Verbindung mit der neuen 6R-HH8 Röhre jedem Apparatebauer eine noch bessere Marktstellung einbringen, als er gegenwärtig einnimmt.



Automatisches Röhren-Prüfgerät



Hitachi, Ltd.

Tokyo Japan

Telegramm-Adresse: „HITACHY“ TOKYO

en eines eingestellten Grenzwertes, der innerhalb des Meßbereiches beliebig gewählt werden kann, löst die Grenzwerteinheit einen Alarmkontakt aus.


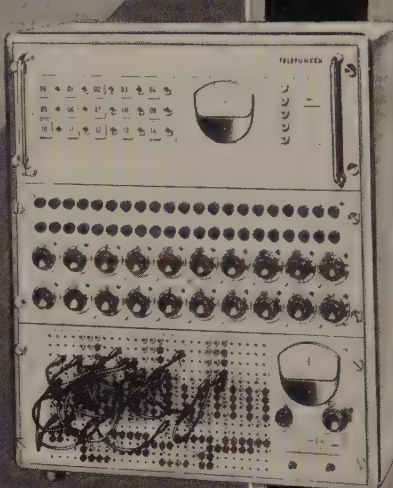
Die Strahlungsüberwachungsanlage mit Impulsgebern besteht aus sechs Einschüben und zehn Meßstellen und dient in Verbindung mit Strahlungsdetektoren zum Messen und Registrieren radioaktiver Strahlung sowie zur Alarmmeldung beim Erreichen vorher einstellbarer Grenzwerte. Während die Detektoren an beliebigen Stellen der zu überwachenden Räume angebracht werden können, wird die von ihnen aufgenommene Strahlung an einem zentralen Ort gemessen, registriert und kontrolliert. Jeder Einschub enthält die Zähl-, Meß-, Grenzwert- und Alarmeinheit für eine Meßstrecke. Zwei weitere sind mit je zwei Fünffach-Punktschreibern ausgerüstet; die beiden anderen Einschübe dienen der Gleich- und Hochspannungsversorgung. Der Einschub für die logarithmischen Zählratenmesser ist volltransistorisiert. Sämtliche elektronischen Bauelemente sind auf gedruckten Schaltungen in Steckeinheiten zusammengefaßt. Im einzelnen sind dies für jede Meßstrecke: Zählverstärker, Diskriminator, Impulsformer, Umschaltkarte, Zählratenmesser und Alarmstufe. Die vom Detektor kommenden Impulse werden nach Durchlaufen eines Abschwächers in einem Zählverstärker 1000fach linear verstärkt, in einem Integral-Diskriminator mit stetig einstellbarer Amplitudenschwelle ausgewählt und dann in Einheitsimpulse konstanter Ladung verwandelt. Die Länge dieser Impulse bestimmt das Auflösungsvermögen des Gerätes. Ein Drehspulinstrument zeigt den logarithmischen Mittelwert der Impulsrate an; in Reihe dazu werden zwei Punktschreiber betrieben. Beim Über- oder Unterschreiten des ständig mit der Mittelwertspannung verglichenen Grenzwertes gibt die Alarmstufe Signal.

► **Frieske & Hoepfner** — Der wesentliche Bestandteil der Überwachungsanlage für Neutronen ist das logarithmische Ratemeter „FHK 2/518 L“ (19-Zoll-Kombination). In ihm wird der Logarithmus des zeitlichen Mittelwertes der Impulsrate gebildet und im logarithmischen Maßstab (in Imp/min) angezeigt. Ein eingebauter Verstärkereinschub enthält einen Verstärker mit Integralkriterium, der die vom Strahlungsdetektor kommenden Impulse in normierte Impulse umformt. Diese normierten Impulse gelangen dann in den eigentlichen Ratemeter-Teil. In das Ratemeter kann man wahlweise ein oder zwei Grenzwertschalter „FH 500“ einsetzen, die beim Überschreiten einer oberen Alarmschwelle Signal (Anzeige, Klingel oder Hupe) geben. Beim Vorhandensein eines zweiten Grenzwertschalters für einen unteren Meßwert wird bei dessen Unterschreiten ebenfalls ein Signal abgegeben. Außerdem kann in das Ratemeter eine Impulshöreinheit „FH 520“ eingebaut werden. Die Eingangsempfindlichkeit des Ratemeters „FHK 2/518 L“ ist für 10, 50, 100, 250 und 500 mV umschaltbar. Der Meßbereich überstreicht maximal fünf Dekaden von $10 \dots 10^6$ Imp/min.

Ein weiteres Gerät ist die Zählrohr-Strahlenschutz-Überwachungsanlage „FHK 81/40 Tv“, die in erster Linie entwickelt wurde, um von einer zentralen Stelle aus verschiedene Punkte eines Gebäudes bezüglich des Strahlenschutzes zu überwachen. Sie ermöglicht, die Meßwerte der einzelnen Meßstellen kontinuierlich aufzuzeichnen und damit eine Dokumentation der Strahlenschutz-Überwachung. Die Hauptgruppen sind der Registrierschrank „FHK 51/40 Tv“, die Viermeßstellen-Einheit und die einzelnen Meßstellen. Der Registrierschrank dient zur zentralen Anzeige und Registrierung von maximal 12 Meßstellen (kann auch mit vier oder acht Meßstellen geliefert werden) und enthält für jeden Kanal ein Zeigerinstrument zur integralen Anzeige der an der zugehörigen Meßstelle vorhandenen Impulsrate. Die Instrumente enthalten über den gesamten Skalenbereich einstellbare Maximal- und Minimalkontakte, die bei Über- oder Unterschreiten für jeden Meßkanal ein Lichtsignal aufleuchten lassen. Für Überschreitung des Meßwertes (Aktivitätsgrenze) ist jedem Kanal eine rote Warnlampe zugeordnet. Zur kontinuierlichen Registrierung der Meßwerte ist ein Zwölf-farben-Punktschreiber vorhanden. Die Viermeßstellen-Einheit enthält vier transistorisierte Strahlungsmeßgeräte, an denen der für den jeweiligen Verwendungszweck geeignete Meßbereich eingestellt werden kann. Die einzelnen Meßstellen sind durch Kabel mit einer maximalen Länge von 50 m mit der Einheit verbunden und bestehen aus einem mit Transistor-Vorverstärker ausgerüsteten Zählrohrhalter, in den das für Überwachungszwecke vorgesehene Zählrohr FHZ 76 v eingesetzt wird. Dieses Zählrohr erlaubt die Überwachung von Dosisleistungen bis maximal 1 r/h.

► **Telefunken** — Zur Überwachung von Alpha-, Beta- und Gamma-Strahlen dient der Strahlungsmonitor „MS Str 558/1“, der sich besonders zur laufenden Überwachung des Nulleffektes im Labor und zur Messung der radioaktiven Kontamination von Personen, Arbeitskleidung, -geräten und -räumen eignet. Die vom Zählrohr kommenden Impulse werden verstärkt und setzen eine monostabile Kippstufe in Tätigkeit, die die negative Zählimpulse auf den Mittelwertintegrator und das Anzeigeinstrument sowie positive Impulse über einen Verstärker an einen Lautsprecher gibt. Der jeweilige Mittelwert wird mit einer stetig einstellbaren Schwelle verglichen. Übersteigt der Mittelwert die Schwellenspannung, dann wird eine zweite monostabile Kippstufe angestoßen, die ein Relais ansprechen läßt und damit Signal gibt. Die Aktivitätsanzeige erfolgt in zwei Bereichen von $0 \dots 1000$ und $0 \dots 100000$ Imp/min.

Analog-Rechenmaschine

Weltweit ist eine Analog-Rechenmaschine mit 4 Multiplikatoren, Multiplikatoren und 1000 Stellen.

Macht, die in einer Anlage eingesetzt werden. Das Gerät ist für die Berechnung von 1000 Stellen mit einer Genauigkeit von 1000 Stellen.

TELEFUNKEN

4. Strahlungsmessgeräte für Steuerungs- und Regelaufgaben

► *Laboratorium Prof. Dr. Berthold* — Zur Füllkontrolle von Packungen, Tuben, Ampullen usw. an Verpackungsmaschinen wurde das Verpackungskontrollgerät „FBL/T“ entwickelt, das nach dem Beta-Durchstrahlungsverfahren arbeitet. Das Flächengewicht des Verpackungsmaterials darf $0,25 \text{ g/cm}^2$ nicht überschreiten. Die von einem eng ausgeblendeten Präparat (Sr 90) ausgehenden Beta-Strahlen werden je nach Füllhöhe vom Füllgut absorbiert oder treffen auf das Zählrohr (Halogen-Fensterzählrohr). Die Zählrohranzeige steuert ein Transistorrelais, mit dem Schaltvorgänge ausgelöst oder die Behälter sortiert werden können. Das Zählrohr arbeitet nur, wenn der Behälter zwei zusätzliche Lichtschranken passiert, die entsprechend der Behälterbreite einstellbar sind und deren Strahlengang dabei unterbrochen wird. Bei einer Meßbreite von 5 cm (Behälterbreite) und einem Abstand zweier Pakete von 20 cm ergibt sich eine maximale Zählkapazität von 450 je Minute.

► *EKCO* — Das Flüssigkeitsdichte-Meßgerät „N611“ enthält einen radioaktiven Strahler (Cs 137) mit Ionisationskammer und zeigt den Wechsel der Dichte von Flüssigkeiten an, die durch Rohre und Behälter fließen. Das Gerät findet vielseitige Anwendung in der Erdölindustrie, beispielsweise zur Kontrolle von Ölmenge und -qualität.

Mit dem Gamma-Rückstrahlungsgesetz „N563“ können Fabrikationsfehler und Korrosionsschäden im Innern von Rohren festgestellt werden. Das tragbare, batteriegespeiste Gerät ist für Stahl geeicht und hat zwei Meßbereiche für Wandstärken zwischen 0 und 6 mm sowie zwischen 5 und 18 mm.

► *Frieske & Hoepfner* — Das Radiameter „FH 40 T“ wurde ursprünglich für Zwecke der Strahlenüberwachung entwickelt und kann neuerdings mit Hilfe des Dichtefühlers auch zur Füllstandsmessung von Gasflaschen verwendet werden, die kondensierende technische Gase enthalten, wie zum Beispiel Kohlendioxyd, Frigen oder Butan. Der Dichtefühler ist ein Bügel, an dessen einem Ende eine Strahlungsquelle (Cs 137) und an dessen anderem Ende ein Zählrohr angebracht ist. Bei eingeschaltetem Strahlengang wird die zu untersuchende Flasche in Längsrichtung abgetastet und dabei die Strahlungsintensität, die die Flasche durchsetzt, verfolgt. An der Grenzschicht zwischen Kondensat und Gas macht sich ein deutlicher Intensitätssprung bemerkbar. Die Höhe des Flüssigkeitspegels läßt sich auf

$\pm 2 \text{ cm}$ genau feststellen. Dieses Verfahren ist jedoch nur in einem Gebiet tiefer als etwa 10°C unterhalb der kritischen Temperatur anwendbar, da sich bei Annäherung an die kritische Temperatur die scharfe Grenze des Flüssigkeitspegels verwischt.

5. Zubehör

► *Gesellschaft für Nucleonic und Electronic* — Der Linearverstärker „NU-201“ ist ein Breitbandverstärker mit hoher Übersteuerungsfestigkeit und dient zur Verstärkung von Impulsen, die von Strahlungsdetektoren geliefert werden. Die Spannungsverstärkung ist 10000, in Stufen kontinuierlich regelbar, die Eingangsspannung $100 \mu\text{V} \dots 140 \text{ V}$, die Ausgangsspannung 140 V. Das Gerät arbeitet mit $0,2 \mu\text{s}$ Anstiegszeit im Frequenzbereich $500 \text{ Hz} \dots 5 \text{ MHz}$. Der Eingangswiderstand ist $10 \text{ M}\Omega$, der Ausgangswiderstand 25Ω .

► *Siemens* — Zur Halterung von Detektoren sowie zum Verringern des Nulleffekts dient eine Bleikammer mit 3 cm Wandstärke, bei der sicher gestellt ist, daß der Abstand zwischen Detektor und Präparat mit Hilfe eines Gewindetriebes reproduzierbar auf 0,2 mm genau eingestellt und auf einer Skala abgelesen werden kann. Die Bleikammer hat außerdem einen lichtdichten Schieber, der vor dem Öffnen der Kammertür geschlossen werden muß, weil andernfalls die Kammertür verriegelt ist. Damit ist ein Lichteinfall in nichtabgeschirmte Szintillatoren ausgeschlossen; der Lichteinfall würde bei versehentlich am Szintillationszähler liegender Hochspannung den Sekundärelektronen-Vervielfacher sofort zerstören. Mit Hilfe verschiedener Einsätze können sowohl Szintillationszähler als auch Glocken- und Becher-Flüssigkeitszählrohre in der Bleikammer arbeiten.

► *Telefunken* — Um den bei der Messung radioaktiver Präparate störenden Nulleffekt soweit wie möglich herabzusetzen, benutzt man Bleikammern, von denen drei verschiedene Typen (Standard-Bleikammer „MS Blk 629/1“, große Bleikammer „MS Blk 630/1“ und Bleikammer für Bohrlochkristalle „MS Blk 631/1“) zur Unterbringung der Proben und Meßköpfe zur Verfügung stehen. Entsprechend der Dicke des Bleimantels werden die Höhenstrahlung und die Umgebungsstrahlung von der Messung ferngehalten (siehe hierzu auch ELRU-Information 303).



Lorenz Kleinstlautsprecher

... unsere große Leistung

Korbdurchmesser:

45, 57, 65, 70 mm

Ovaltype: 36 x 102 mm

Verlangen Sie bitte unser

Datenblatt 0630.4-1-1



Standard Elektrik Lorenz AG
Lorenz Werke Stuttgart

Neue Magnetontfilme „MF 22“ und „MF 4“

Für spezielle Anwendungszwecke wurde der *Agfa*-Magnetontfilm „MF 22“ mit besonders hohem Bandfluß und damit hoher Aussteuerbarkeit geschaffen. Der Eisenoxydgehalt ist bei diesem Film im Vergleich zu dem normalen Magnetontfilm „MF 3“ wesentlich erhöht worden. Mit dem Magnetontfilm „MF 22“ erreicht man bei Aussteuerung auf Bezugspegel einen sehr kleinen Klirrfaktor ($\approx 0,3\%$) und ein gutes Rauschverhältnis. Diese Arbeitsweise wird also vor allem bei Play-back-Aufnahmen Anwendung finden. Wenn man nicht an den Bezugspegel gebunden ist, dann empfiehlt sich Aussteuerung auf höchstzulässigen Klirrfaktor, was einen Pegel- und damit Dynamik-Gewinn bis zu 10 dB über Bezugspegel bringt. Diese Arbeitsweise wäre zum Beispiel bei Mehrspuraufnahmen zu empfehlen, da jede Herabsetzung der Aufzeichnungsbreite eine Pegelminderung bedeutet, die durch entsprechend hohe Aussteuerfähigkeit des „MF 22“ ausgeglichen werden kann.

Die Entwicklung neuer Eisenoxyde und die Anwendung neuer Verfahren hat der *Agfa* die Herstellung des verbesserten 16-mm-Magnetontfilms „MF 4“ ermöglicht. Seine Höhenempfindlichkeit (3...4 dB) ist gegenüber dem älteren Typ „MF 3“ wesentlich größer. Außerdem konnte durch geeignete Oberflächenbehandlung der Kopfabschliff wesentlich herabgesetzt werden.

ELRU-Information 328

„Statometer“ zur Messung statischer Elektrizität

Nachweis, Messung und laufende Kontrolle statischer Elektrizität an Fabrikationsvorgängen ist ein unentbehrliches Hilfsmittel überall dort, wo mit der Entstehung elektrischer Ladungen zu rechnen ist. Zur Messung der statischen Elektrizität dient das „Statometer“ von *Herfurth*, das durch Feldstärkemessungen in V/cm mit Hilfe von fünf Meßbereichen (0...60 V/cm bis 0...15000 V/cm) und entsprechender Wahl des Abstandes sowohl kleinste Spannungen von etwa 50 V als auch größte Spannungen bis zu etwa 50000 V in einfacher Weise zu messen gestattet. An der Vorderseite des Gehäuses befindet sich ein Tubus mit einer radioaktiven Folie. Diese Folie emittiert Alpha-Strahlen, die die Luft ionisieren und leitend machen. Auf diese Weise wird die praktisch trägheitslose Messung selbst kleinster statischer Aufladungen ohne jede Berührung des Ladungsträgers ermöglicht. Die Anzeige erfolgt an einem Meßinstrument über einen stabilen Röhrenverstärker mit extrem hohem Eingangswiderstand.

ELRU-Information 329

Transistorstabilisierte Netzgeräte

Dem transistorstabilisierten Netzgerät „NG 4/4“ (Bild) von *Schroff* kann man eine Gleichspannung von 0,5...15 V bei maximal 4 A entnehmen, die durch Drucktasten grob und mit einem Feinregler genau einstellbar ist. Das Gerät „NG 4/8“ ist zwischen 0,5 und 9 V mit 8 A, zwischen 9 und 15 V mit 6 A belastbar. Ausgangsspannungen von 10...30 V, die sich zwischen Leerlauf und Vollast (4 A zwischen 10 und 22 V, 3 A zwischen 22 und 30 V) nur um 0,1% ändern, hat der Typ „NG 5“. Bei allen drei Geräten ändert sich die Gleichspannung um 0,1%, wenn die Netzspannung um 10% schwankt.



ELRU-Information 330

Miniatur-Steckverbindungen

Für die Luftfahrt und industrielle Zwecke eignet sich besonders der *Souriau*-Steckerbaukasten „8140“, der sich aus einzelnen Kontaktelementen für 5, 15, 25 A und 2 kV zusammensetzt. Diese Elemente können nach Bedarf miteinander kombiniert und auf gelochten Schienen aneinander gereiht werden. Der Zusammenbau eines kompletten Steckers erfolgt mit Hilfe serienmäßiger Zubehörteile, wie Hauben, Kabelklemmen, Doppel-T-Rahmen usw. Für Gestelleinschübe enthält der Steckerbaukasten schwimmende Leitungen und Gegenstücke mit Führungsstiften, die die mechanischen Toleranzen der Einschübe aufnehmen und damit ein Verklemmen der Kontakte verhindern.

ELRU-Information 331

Vierschichtdioden der Serie 4-D und 4-AD

Die Auslieferung der *Shockley*-Vierschichtdioden für Deutschland hat jetzt die *Intermetall GmbH* übernommen, die ebenfalls wie die *Shockley Transistor Corporation* auch zum *Clevite*-Konzern gehört. Die Serie D umfaßt 16 verschiedene Typen mit Schaltspannungen zwischen 20 und 200 V sowie Halteströmen zwischen 1 und 45 mA. Für die acht Typen der Serie AD gelten Schaltspannungen zwischen 20 und 50 V und Halteströme von 1...30 mA. Allen Vierschichtdioden gemeinsam ist bei 25°C Umgebungstemperatur eine Haltespannung von 0,5...1 V und ein maximaler Schaltstrom vom 200 μ A sowie Einsatzmöglichkeiten zwischen -60 und +100°C.

ELRU-Information 332



Germanium-Dioden

- OA 150 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 154 Q Diodenquartett für Ringmodulatoren und Gleichrichter in Graetz-Schaltung
- OA 159 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Regelspannungserzeuger in Fernsehgeräten
- OA 160 Bei 39 MHz dynamisch geprüfte Diode, Demodulator in Fernsehgeräten
- OA 161 Spezialdiode für hohe Sperrspannung mit großem Sperrwiderstand
- OA 172 Diodenpaar mit kleiner dynamischer Kapazität für Diskriminator- und Ratiodetektorschaltungen
- OA 174 Universaldiode für mittlere Sperrspannung und mittleren Flußstrom
- OA 180 Golddrahtdiode mit besonders kleinem Durchlaßwiderstand, Schaltodiode
- OA 182 Golddrahtdiode mit kleinem Durchlaß- und großem Sperrwiderstand
- OA 182 B Dioden-Quartett in Brückenschaltung für Meßgleichrichter
- OA 186 Diode für Einsatz in elektronischen Rechenmaschinen
- AAZ 10 Germanium-Spitzendiode in Kleinstausführung für die Verwendung in Rechenmaschinen
- AAZ 14 Dioden-Quartett im Gießharzgehäuse für die Verwendung als Ringmodulator mit guter Trägerunterdrückung (> 6 N)

Entwicklungsstellen der Industrie erhalten auf Anforderung Druckschriften über unsere Erzeugnisse mit genauen technischen Daten.

TELEFUNKEN
RÖHREN-VERTRIEB
ULM - DONAU

Siemag Eisfeld erweitert Produktionsstätten

Die *Siemag Feinmechanische Werke GmbH*, Eisfeld/Sieg, konnte vor kurzem einen Neubau in Betrieb nehmen, der ihre Produktionsstätten um etwa 8000 m² erweitert. Der größte Teil dieser Fläche kommt der wachsenden, 1954 aufgenommenen Buchungsmaschinen-Produktion zugute. Für diese Maschinen hat sich eine sehr günstige Marktsituation entwickelt, so daß der Marktanteil 1960 in der Bundesrepublik mehr als 50% in der Gruppe „Rechnende Schreibbuchmaschinen“ betragen dürfte. Für 1961 wird mit einer weiteren erheblichen Steigerung gerechnet.

50 Jahre Wellkistenwerke Hch. Sieger

Die Firma *Hch. Sieger*, zu der bereits vor der Jahrhundertwende einige Papierfabriken gehörten, gründete 1910 die Cöln-Rodenkirchener Wellpappenfabrik, die Ende 1960 auf ihr 50jähriges Bestehen zurückblicken konnte. In der Verpackungsindustrie spielt Wellpappe seit einigen Jahren eine immer größer werdende Rolle, und um der steigenden Nachfrage gerecht zu werden, wurde vor kurzem die Produktion in zwei neuen, nach modernsten Gesichtspunkten errichteten Werken in Sarstedt (Landkreis Hildesheim) und Feucht bei Nürnberg aufgenommen.

Philips-Dreiviertel-Jahresbericht Januar bis September 1960

Der Vorstand der *N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken*, Eindhoven, hat den Zwischenbericht über den Geschäftsablauf von Januar bis September 1960 vorgelegt. Danach war der Umsatz in diesem Zeitraum 3249 Mill. hfl. (2774 Mill. hfl. von Januar bis September 1959). Die Steigerung von 17% übertraf die Erwartungen. Der Reingewinn wird mit 271 (210) Mill. hfl. angegeben. Die Gesamtzahl aller Arbeitnehmer im In- und Ausland ist inzwischen auf über 200000 (184000) angewachsen.

Richtkranz über Erweiterungsbauten bei Philips in Aachen

Am 11. November 1960 fand bei *Philips* in Aachen-Rote Erde das Richtfest für verschiedene Bauvorhaben statt, wie zum Beispiel für eine Erweiterung der bereits vorhandenen Preßglasfabrik und ein ein- bis dreigeschossiges Lagerhaus. Der Bedarf an Glaskolben, Rohrglas sowie an Preßglasteilen ist derart angestiegen, daß eine Vergrößerung der bisherigen Glasfabrik dringend notwendig wurde. Im Frühjahr 1961 sollen die

neuen Anlagen die Produktion aufnehmen. Das neue Lagerhaus, ein Stahlbetonbau, wird voraussichtlich ebenfalls im Frühjahr 1961 bezugsfertig sein. In dem dreigeschossigen Teil befinden sich Verwaltungsräume und ein Lichtstudio. Der Neubau soll nach seiner Fertigstellung insbesondere der zentralen Lagerhaltung von Fertigerzeugnissen dienen.

PERSÖNLICHES

Friedrich Mörtzsch †

Dr.-Ing. Friedrich Mörtzsch, seit 1951 Leiter der Presse- und Public-Relations-Abteilung der *AEG*, ist am 5. Dezember 1960 kurz nach Vollendung seines 60. Lebensjahres gestorben. Er studierte an der Technischen Hochschule Dresden und erkannte bereits in den ersten Jahren seiner beruflichen Tätigkeit den Wert leicht verständlicher technischer Publikationen. 1947 trat er dem Redaktionsstab der Tageszeitung „Die Welt“ bei und kam 1951 zur *AEG*. Mörtzsch, der Vorsitzender der Arbeitsgruppe „Industriefilm“ im BDI und zweiter Vorsitzender der Deutschen Public-Relations-Gesellschaft war, hat sich in den letzten Jahren vor allem für den Industriefilm eingesetzt und organisierte im Herbst 1959 die ersten deutschen Industriefilmtage in Berlin.

P. F. S. Otten 65 Jahre

Dipl.-Ing. P. F. S. Otten, Präsident der *N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken* in Eindhoven/Holland, wurde am 31. Dezember 1960 65 Jahre. Der gebürtige Berliner kam 1924 zu Philips und wurde 1939 zum Präsidenten der Gesellschaft gewählt. Unter seiner Leitung entwickelte sich diese Firma zu dem heute weit und breit bekannten Weltunternehmen. Wie er auf der ordentlichen Hauptversammlung der Gesellschaft im Mai 1960 ankündigte, wird Otten wegen Erreichens der Altersgrenze das Amt des Präsidenten im Frühjahr 1961 niederlegen und auf Wunsch des Aufsichtsrates dessen Vorsitz übernehmen.

W. Hinkelmann 25 Jahre bei Philips

Der Leiter des zur Apparatefabrik Wetzlar zählenden Zweigwerkes Herborn, Walter Hinkelmann, konnte am 1. Dezember 1960 auf seine 25jährige Firmenzugehörigkeit zurückblicken. Schon kurz nach seinem Eintritt im Jahre 1935 wurde ihm die Betriebsleitung der Apparatefabrik Aachen der *Valvo GmbH* übertragen. Nach dem Kriege war er am Aufbau der Apparatefabrik Wetzlar maßgeblich beteiligt und leitet seit 1947 das Zweigwerk Herborn, in dem Kondensatoren hergestellt werden.

WOBBELGENERATOREN

für die Forschung

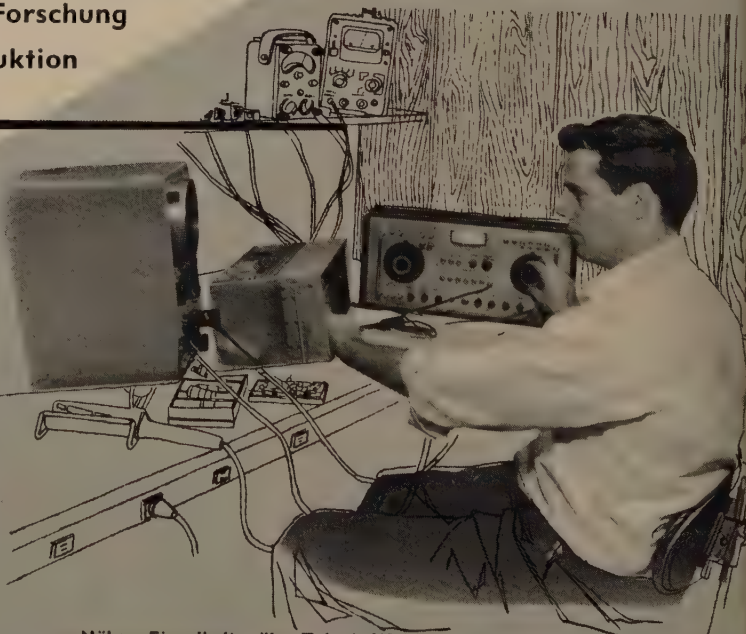
für die Produktion

Telonic

Telonic-Wobbelgeneratoren sind ein schnelles und sicheres Hilfsmittel für die Prüfung des Frequenzganges von HF-Kreisen in Rundfunk- und Fernsehgeräten sowie in Geräten anderer Nachrichtensysteme. Sie überstreichen einen Bereich von der Tonfrequenz bis zu 2500 MHz und vermitteln auf einem Oszillografenschirm ein ausgezeichnetes Kurvenbild, das eine Punkt-für-Punkt-Aufnahme, wie sie sonst üblich ist, überflüssig macht. Die Amplitude des Wobbelsignals ist präzise geregelt, um eine konstante Spannung im Prüfkreis zu gewährleisten. Frequenzmarken können eingeblendet werden.

Allgemeine Daten:

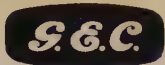
Linearität des Sägezahns 5%
Nulllinie Oszillator-Austastung
Wobbelfrequenz Netzfrequenz (50—60 Hz)
Horizontalablenkung 20 V
Feinabschwächung 0...10 dB
Netzanschluß 115/230 V, 50/60 Hz, etwa 120 W
Anzeigelinearität besser als 1,2 : 1
Störstrahlung weniger als 10 µV
Quellen-Stehwellenverhältnis unter 1,3 : 1
Frequenzmarken „Pips“-Marken



Nähere Einzelheiten über Telonic-Wobbelgeneratoren zu erfragen bei

SYLVAN GINSBURY LTD.

2 Rue Bartholoni
Geneva, Switzerland



The General Electric Company Ltd. of England
SEMICONDUCTOR DIVISION

Wir liefern
für alle Zwecke der Elektronik
und HF- UHF-Technik u. a.

Zenerdioden mit extrem kleinen Temperatur-Koeffizienten
von 10^{-4} bis $10^{-5} / ^\circ\text{C}$

Dioden mit variabler Kapazität für automatische Scharfabstimmung,
Fernabstimmung, FM u. f. parametrische Verstärker bis 25 GHz

Siliziumgleichrichter bis 400 V / 8 A

gesteuerte Siliziumgleichrichter bis 200 V / 10 A

Koaxial-Mischdioden bis 35 GHz

Transistoren für Gleichspannungswandler bis 150 W usw.

Deutsche Vertretung :

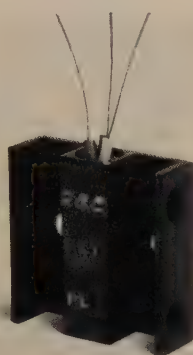
WILLY LIST

Frankfurt-Main-Süd
Karlsbader Straße 8 • Tel. 6872 44

Bezirksvertretung Berlin:

R. Dressler
Berlin W 30
Nachodstraße 19 • Tel. 241037

Fordern Sie bitte auch Prospekte
über unser weiteres Programm an



TUCHEL-KONTAKT



**SELBSTREINIGEND
RÜTTELSICHER
VERLUSTARM**

sind die wesentlichen Merkmale des
Sicherheits-Kontaktes

Die Richtigkeit seines Arbeitsprinzips beweist
sich ständig aufs neue - von der Mikrominiatur-
bis zur Steuerstrom-Technik großer Leistung.
TUCHEL-KONTAKT-Einrichtungen existieren
heute in vielen konstruktiven Variationen für
jede Aufgabe.

TUCHEL-KONTAKT GMBH
Heilbronn/Neckar - Postfach 280 - Tel. *6001



DIGITAL- Meßgeräte

volltransistorisiert

für

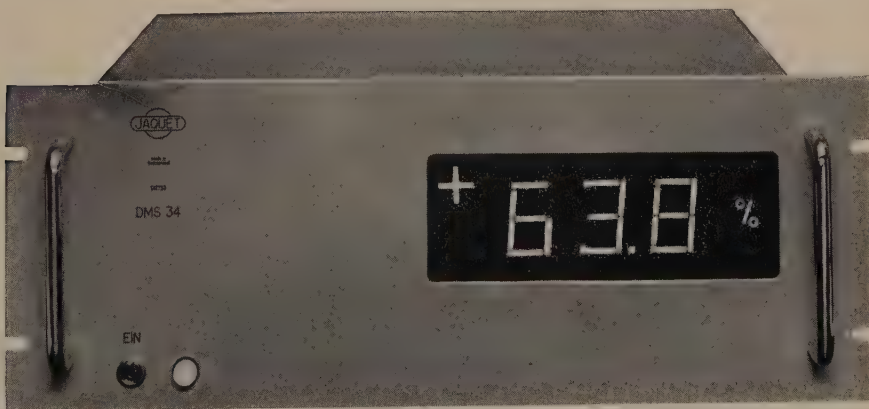
Drehzahl

Drehzahldifferenz

Drehzahlverhältnis

Drehzahlschlupf

Ziffernhöhe 4 cm



(ca. 1/4 der natürlichen Größe)

JAQUET AG

Fabrik für industrielle und wissenschaftliche Präzisionsapparate

BASEL (Schweiz)

Präzisions-Widerstände?

dann von *Alma* natürlich

STANDARD-TYPEN

- AM Miniatur, $\frac{1}{8}$ W, 100 Ohm bis 500 kOhm, axiale Anschlüsse
- RM 2 Miniatur, $\frac{1}{10}$ W, 100 Ohm bis 200 kOhm, radiale Anschlüsse
- P Steckwiderstände, internationaler Oktalsockel, 10 Ohm bis 10 MOhm
- T Widerstände mit Anzapfungen, Maximal-Widerstand 1 MOhm je Teilwiderstand (bis zu 5)
- S Standard-Präzisions-Widerstände, 0,1 Ohm bis 4 MOhm für 1 W, $\frac{1}{2}$ W oder $\frac{1}{4}$ W
- L Hochspannungs-Widerstände, 10 Ohm bis 40 MOhm für 2 bis 8 W
- Y Widerstände auf in Amerika üblichen Wickelkörpern, $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{3}$ und $\frac{1}{4}$ W von 100 Ohm bis 1,5 MOhm
- C Spezialwiderstände mit garantiertem Temperaturkoeffizienten $\pm 0,0004$ W je $^{\circ}\text{C}$
- B Leistungswiderstände für Servo-Zwecke, 0,5 Ohm bis 50 kOhm für 3,5 und 10 W

Für Genauigkeiten bis herunter zu $\pm 0,01\%$

Hervorragende Stabilität $\pm 0,01\%$

Garantierter Temperaturkoeffizient von besser als $0,002\%$ je $^{\circ}\text{C}$

Einwandfreie und zuverlässige Lieferungen

Faltblatt mit kompletten technischen Daten bitte anfordern

Alma beliefert mit Präzisions-Drahtwiderständen die führenden britischen Elektronik-Firmen für Analogrechner, Meßgeräte und kommerzielle Geräte

SPEZIAL-ANFERTIGUNGEN NACH KUNDENWÜNSCHEN

Alma

COMPONENTS LIMITED, Park Road, Diss, Norfolk, England
London Sales Office: 551 Holloway Road, London N. 19

Telephone: Diss 2288

Telephone: Archway 0014



Automatische Netzspannungs- Regler

aller in der Praxis
vorkommenden
Systeme und Leistungen

Geregelte Gleichrichter Transistor-Meß- und Prüfgeräte Ringkern- Stelltransformatoren



ELEKTRO-GERÄTE-BAU
GUSTAV **KLEIN**
SCHONGAU/LECH

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

stets griffbereit

Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefte **ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU** in den praktischen

Sammelmappen

mit Stabeinhängevorrichtung für die Hefte des laufenden Jahrgangs oder in den

Einbanddecken

für jeweils einen kompletten Jahrgang

*ein Nachschlagewerk von
bleibendem Wert*

Ausführung: Halbleinen mit Titelprägung

Preis: Sammelmappe 5,80 DM zuzüglich Versandkosten (Berlin: bis 2 Sammelmappen 40 Pf, bis 4 Sammelmappen 70 Pf; Bundesgebiet: bis 4 Sammelmappen 70 Pf). Einbanddecke 4,50 DM zuzüglich Versandkosten (Berlin: bis 2 Einbanddecken 40 Pf, bis 6 Einbanddecken 70 Pf; Bundesgebiet: bis 6 Einbanddecken 70 Pf)

Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postscheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 7664

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
Berlin-Borsigwalde

WETZER



Zeitmeß- und Kontrollgeräte

finden u. a. Anwendung zur Registrierung von:

Prüfergebnissen, Zählergebnissen elektronischer Zähler, Arbeitszeiten, Gewichten

Überwachung von:

Lieferungen an Schüttgut, Sendevorgängen.

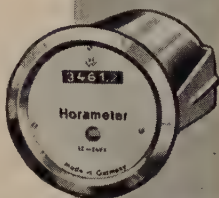
Betriebsstundenzähler Horameter

für die Kontrolle von Maschinen jeder Art

für Gleichstrom 6/12/24 V
für Wechselstrom 110/220/380 V
für Gleich- und Wechselstrom
für „Rüttel“-Antrieb

Wir beraten Sie gerne.

Verlangen Sie Prospekt 1100



HERMANN WETZER & CO.

PFRONTEN / BAYERN



HF Drosseln
Laufzeitketten

Impuls-
Kondensatoren

Glimmer-
Kondensatoren

Kapazitäts-Normale

Tera-Ohmmeter

R. JAHRE

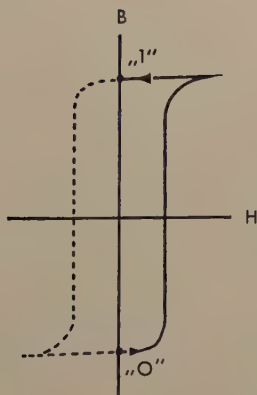
Berlin W 35

Potsdamer Str. 68

WEICHMAGNETISCHE WERKSTOFFE

VAC
VACUUMSCHMELZE

ZWERG-KERNE mit extrem dünnen
Bändern für Speicher-, Steuer- und Schalt-
aufgaben in Bandstärken von 0,003-0,050 mm
ULTRAPERM® Z PERMENORM 5000 Z®



- Kleine Schaltzeit
- Hohe Induktion
- Kleine Koerzitivkraft
- Große thermische Stabilität



® Eingetragenes Warenzeichen

VACUUMSCHMELZE AKTIENGESellschaft HANAU

NORDMENDE

sucht:

NORMUNGS-INGENIEURE

mit gründlichem Wissen auf dem Sektor Rundfunk- und Fernsehgeräte und der entsprechenden Bauteile.

HF-INGENIEURE

HF-TECHNIKER

HF-MECHANIKER

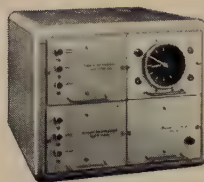
für die Entwicklung, Wartung und Prüfung von elektronischen Meßgeräten.

Bitte sagen Sie in Ihrer Bewerbung, wann Sie bei uns eintreten können. Bei der Wohnraumbeschaffung werden wir Ihnen behilflich sein. Die Positionen sind gut dotiert.

NORDDEUTSCHE MENDE RUNDFUNK KG
Bremen 2



EBAUCHES SA



Dpt. Oscilloquartz
Brévards 16
NEUCHÂTEL / Schweiz

Impulseinheiten 0-1,1 MHz, Binär- und Dekadenuntersetzer-Oszillator 10 kHz (siehe Abb.)

Quarze

Elektronische Präzisionsgeräte, Normalfrequenzgeneratoren (siehe Abb.), Transistorenverstärker usw.

Vertretung:

Firma Terroskop Elektronik
Euskirchen ☎ 27 66



Dpt. Semiconducteurs
Fbg Hôpital 1
NEUCHÂTEL / Schweiz

TRANSISTOREN

NF-Transistor
für gedruckte Schaltungen

Subminiatur-Transistor
für kleine Geräte

Phototransistor
für lichtelektrische Steuerungen

Vertretung:

Leo Melters, Gilbachstrasse 18
Köln ☎ 5 21 51



BBC

bietet in ihrer Entwicklungsabteilung für Regelungstechnik

INGENIEUREN (TH, HTL)

vielseitige Möglichkeiten und interessante Aufgaben

Wir suchen: INGENIEURE für die Entwicklung von Geräten der elektronischen Regelungs- und kontaktlosen Steuerungstechnik sowie für die Regelung und Automatisierung mit diesen Geräten

INGENIEURE möglichst mit Prüffelderfahrung für die Vorbereitung und Organisation der fabrikatorischen Prüfung elektronischer Geräte

KONSTRUKTEURE für die Bearbeitung elektronischer Geräte bis zur Fertigungsreife in enger Zusammenarbeit mit dem Entwicklungslabor

Bitte bewerben Sie sich mit den üblichen Unterlagen, damit wir einen Vorstellungstermin mit Ihnen vereinbaren können

Zuschriften sind zu richten an:

BROWN, BOVERI & CIE
AKTIENGESELLSCHAFT
MANNHEIM 1
— Personalbüro —

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.

ELRU - Informationen



ELRU - Informationen

Ich wünsche unverbindlich weitere Informationen über die Erzeugnisse, deren Kennzahlen angekreuzt sind, sowie über folgende im Anzeigenteil angekündigte Geräte und Anlagen.

281 282 283 284 285 286 287 288 289 290 291 292 293 294 295 296 297 298 299 300
301 302 303 304 305 306 307 308 309 310 311 312 313 314 315 316 317 318 319 320
321 322 323 324 325 326 327 328 329 330 331 332 333 334 335 336 337 338 339 340

(Gültig bis 30. 4. 1961)

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

1
1961

Seite.....Firma.....

Erzeugnis.....

Seite.....Firma.....

Erzeugnis.....

Anzeigenteil

(Name, Vorname, Beruf)

(Wohnort, Straße, Hausnummer)

(beschäftigt in Firma)

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

AEG

Frequenzregler mit Grenzwerirelais „B-F 1“

Zur Frequenz- und Leistungsregelung von Drehstromgeneratoren und Kraftwerken im Parallel- und Verbundbetrieb eignet sich der Frequenzregler „B-F 1“. Das Gerät enthält ein Meßglied, das Abweichungen der Frequenz von 50 Hz in proportionale Gleichspannungen umformt, und eine Relaiskombination, die anspricht, wenn einstellbare Grenzfrequenzen über- oder unterschritten werden.

ELRU-Information 310

Strom- und Spannungsrelais „RS 1“ und „RU 1“

Über Arbeitsweise, technische Daten und Sonderausführungen des Stromüberwachungsrelais „RS 1“ und des Spannungsüberwachungsrelais „RU 1“ gibt eine Druckschrift Auskunft, die außerdem noch Maßbilder und Diagramme mit Ansprechzeiten enthält.

ELRU-Information 311

BBC

Fernsteuerung für Fernsehkameras

Das Tonfrequenz-Multiplex-Fernsteuerungsverfahren (TMF) eignet sich für Steueraufgaben mit mitt-

leren Befehlszentralen und über Entfernungen von einigen Kilometern. Zu einem Befehlskanal gehören in der Kommandostelle die Befehlstaste und ein Geber, in der Empfangsstation ein Auswerter und gegebenenfalls ein Verstärker. Geber, Auswerter und Verstärker sind volltransistorisiert und enthalten bis auf das Schaltrelais im Auswerter keine beweglichen Teile. Die steckbaren Geber und Auswerter sind mit Gießharz vergossen. Als Übertragungskanal genügt eine Fernsprechleitung, die bei ausreichender Bandbreite außerdem mit einem Fernsprech- oder Fernschreibkanal belegt sein kann. Die Befehle können auch über Trägerfrequenzkanäle oder über Funkverbindungen (z.B. 460 MHz) übertragen werden. Es ist auch möglich, gleichzeitig mehrere Befehle zu übertragen.

ELRU-Information 312

Ebauches

Elektronische Präzisionsgeräte

Das Fabrikationsprogramm dieser Firma (Deutsche Vertretung: Terroskop-Elektronik) umfaßt eine Reihe von Präzisions-Zeit- und Frequenzmeßgeräten, wie zum Beispiel Quarzuhren und Normalgeneratoren hoher Genauigkeit (max. Fehler 10^{-8}), Frequenzkomparatoren, Frequenz-

teiler, Empfänger für Zeitzeichen und Normalfrequenzen sowie Synchronuhren. Auch einzelne Quarze sind lieferbar.

ELRU-Information 313

Elektro Spezial

Hohlleiter-Koaxial-Übergangsstück „PP 4070 X“

Das Übergangsstück „PP 4070 X“ dient zur Verbindung einer Hohlleiterschaltung mit einem Koaxialkabel (50 Ω Wellenwiderstand) im Frequenzbereich 8200 bis 12400 MHz und besteht aus einem einseitig mit einem Flansch versehenen, rechteckigen Hohlleiter, dessen anderes Ende geschlossen ist. Auf der oberen Breitseite ist eine Schraubbuchse für den Anschluß des Koaxialkabels angebracht. Die Innenseiten des Hohlleiters sind versilbert und mit einer Goldauflage als Korrosionsschutz versehen.

ELRU-Information 314

T-Hybrid „PP 4050 X“

Hierbei handelt es sich um ein Spezial-Hohlleiterstück von Philips zum Aufbau einer Mikrowellen-Impedanzbrücke zur Verwendung sowohl in Hohlleitermeßplätzen als auch in Radaranlagen als Leistungsweiche zwischen Sender und Empfänger. Frequenzbereich: 8200...12400 MHz, Übersprechkopplung zwi-

schen Eingang und Ausgang < 40 dB. Die Besonderheit dieser Hohlleiterverzweigung besteht darin, daß beispielsweise die vom H-Arm in den E-Arm einströmende Energie von der Unsymmetrie der an den durchgehenden Armen angeschlossenen Impedanzen abhängt.

ELRU-Information 315

Elesta

Technische Mitteilungen, Nr. 16/1960

„Zeitverzögerungskreise mit Kaltkathodenröhren“ ist das Thema dieser Ausgabe. Sie beschreibt zunächst die Arbeitsweise eines Verzögerungsrelais mit Kaltkathodenröhre und bringt dann eine Reihe von Schaltungsbeispielen für verschiedene Anwendungen, die als Verzögerungskreise mit Kaltkathodenröhren arbeiten. Abschließend ist eine Tabelle enthalten, aus der man die Elesta-Bauteile für den Selbstbau von Zeitrelais ersehen kann.

ELRU-Information 316

English Electric Valve Hochleistungsklystron K347

Das Hochleistungsklystron K347 ist zur Verwendung in kommerziellen Radaranlagen vorgesehen und arbeitet im Frequenzbereich 580...615 MHz. Die Impulsspit-



Enthält in den Januarheften folgende Beiträge:

1. Januarheft 1961 (1)

Die technischen Anlagen für die Ausstrahlung eines zweiten Fernsehprogramms
Probleme und Fortschritte der Antennentechnik

Z 303 C, Z 502 S · Glimmzählröhren und ihre Schaltungstechnik

»PE 66« — Ein moderner Stereo-Plattenwechsler

Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche — Der Stereo-Konverter

Das Verhalten von HF-Eingangsstufen

Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen

2. Januarheft 1961 (2)

UHF-Nachrüstung von Fernsehempfängern

Ein Tonbandverstärker mit Transistoren

Moderne Transistoren-Fertigung

Das Verhalten von HF-Eingangsstufen

Eine Stereo-Anlage für hohe Ansprüche — Der Stereo-Konverter

Geräuschmühle für Tonbandaufnahmen

Ausbau des Antennenmeßplatzes bei Rohde & Schwarz

Geometrische Darstellung und Ermittlung von komplexen Widerständen

*

FT-Kurznachrichten · Persönliches · Magnetton-Kurznachrichten

Von Sendern und Frequenzen · FT-Werkstattwinke · Aus Zeitschriften und Büchern

FT-Zeitschriftendienst

Beilagen: Halbleiter-Dioden, Wirkungsweise und Schaltungstechnik

Einführung in die Laplacetransformation

ELEKTRONIK-INGENIEUR: Die Berechnung von Tonfrequenzübertragern

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

POSTKARTE

ELRU-Informationen

BERLIN-BORSIGWALDE

Eichborndamm 141-167

zenleistung (Impulsdauer 6 μ s, Impulsfolgefrequenz 400 Hz) ist 600 kW bei einer Leistungsverstärkung von 33 dB. Die maximale Anodenspannung ist 75 kV.

ELRU-Information 317

**G. E. C. of England
Transistoren und Dioden**

Diese Firma (Deutsche Vertretung: R. Dressler) bietet in einem Prospekt ein umfassendes Programm von neuen Dioden und Transistoren, darunter Dioden mit variabler Kapazität, gesteuerte Siliziumgleichrichter, koaxiale Mischdioden und Zenerdioden mit extrem kleinem Temperaturkoeffizienten, an.

ELRU-Information 318

**General Radio
General Radio
Experimenter, Nr. 7—8/1960**

Die Messung der Daten von Tunnelnioden macht außerordentliche Schwierigkeiten, weil diese sich der Meßschaltung gegenüber bei bestimmten Vorspannungen instabil verhalten und weil einige Daten der Messung an den Diodenanschlüssen nicht unmittelbar zugänglich sind. Solche Messungen werden in diesem Heft, dem die deutsche Vertretung (Dr.-Ing. Nüsslein) wiederum eine Übersetzung beilegte, beschrieben und dabei die Anwendungsmöglichkeiten der Immittanzmeßbrücke „1607-A“ aufgezeigt.

ELRU-Information 319

**General Radio
Experimenter, Nr. 10/1960**

Die ersten beiden Aufsätze befassen sich mit Anschlußfehlern bei der Messung von Induktivitäten sowie mit neuen L-Normalen. Des weiteren wird über neue Festinduktivitäten und dekadisch umschaltbare Induktivitäten sowie über verbesserte Kapazitäts-Normale berichtet.

ELRU-Information 320

**Gossen
EM-Colors**

Hierbei handelt es sich um Schalttafel-Strom- und -Spannungsmesser (Drehspulmeßwerk ohne und mit Gleichrichter) in farbigen (blau, hellrot, weiß, silbergrau, grün, rot und schwarz) Kunststoffgehäusen, die wegen der Leuchtkraft ihrer Farben einen hervorragenden Kontrast zu den Schalttafeln bilden. Das Flutlichtgehäuse mit Lichteinfall von oben verschafft diesen Instrumenten schattenfreie Skalen und erleichtert so auch das Ablesen bei schwacher Beleuchtung.

ELRU-Information 321

**Hewlett Packard
Short Form Catalog 1960**

Das Lieferprogramm elektronischer Meßgeräte ist in einem Kurzkatalog zusammengefaßt. Er enthält die wichtigsten Daten von Oszillografen, Analysatoren, Impulsgeneratoren, Röhrenvolt- und -milliamperemetern, Zählge-

räten, Frequenzmessern, Mikrowellen-Meßgeräten, Rauschmeßgeräten, Stromversorgungseinheiten, Verstärkern, Signalgeneratoren usw. Die meisten der beschriebenen Geräte sind mit Abbildungen vorgestellt.

ELRU-Information 322

**L. C. T.
Neutronenzählrohre**

Die von dieser Firma herausgebrachten gasgefüllten (Bortrifluorid) Zählrohre für thermische Neutronen sind in 14 verschiedenen Ausführungen lieferbar und erfassen Neutronenflüsse zwischen 0,5 und 100000 Neutronen $\cdot \text{cm}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$. Die technischen Daten dieser Zählrohre sind in einer Druckschrift zusammengestellt.

ELRU-Information 323

**Muirhead
Montage-Anleitung
für Synchros**

Für den Anwender von Synchros ist eine illustrierte Firmendruck-schrift interessant, die eine Reihe wertvoller Hinweise zur Montage von Synchros, Servomotoren, Tachomaschinen usw. gibt.

ELRU-Information 324

**Nickel-Informationsbüro
Nickel-Berichte, Nr. 11/1960**

Für die Reaktortechnik ist der Beitrag über austenitische

Chrom-Nickel-Stähle in der radiochemischen Industrie interessant. Auch dieses Heft bringt wiederum zahlreiche Schrifttumsauszüge aus den Gebieten Nickel, Vernickung, Metall-Legierungen, Nickel-Eisen-Legierungen, Gußeisen, Baustähle, korrosions- und hitzebeständige Legierungen.

ELRU-Information 325

**Novotechnik
Programmsteuerungen**

Aufbau und Wirkungsweise eines Regelkreises mit Sollwerteneinstellern werden in einer Druckschrift kurz beschrieben. Außerdem sind darin Angaben über die wichtigsten Bausteine der Feinsteuer-einheiten für automatische Programmsteuer- und Regelsysteme enthalten.

ELRU-Information 326

**TeKaDe
TeKaDe-Mitteilungen,
Nr. 15/1960**

In diesem Heft beginnt eine neue Aufsatzreihe unter dem Titel „Industriefunk gegen den Mangel an Funkkanälen“. Ein kurzer Beitrag befaßt sich mit Fernseh-anlagen in der Röntgenmedizin. Außerdem wird ein statisches Auswertgerät zur Qualitätskontrolle vorgestellt. Drei weitere Aufsätze, die in früheren Ausgaben begonnen wurden, finden hier ihre Fortsetzung.

ELRU-Information 327

GLÄTTLI

Untersuchungen auf dem Gebiet digitaler mechanischer Steuer- und Rechenelemente

Hydraulische und pneumatische Elemente sind schneller und anpassungs- fähiger als konventionelle mechanische Elemente. Gegenüber elektronischen Elementen sind sie jedoch bedeutend langsamer. Kleine Abmessungen und Zuverlässigkeit dieser Elemente sind Merkmale des Entwicklungszieles. Mechanische Elemente, einfache Schaltungen sowie Testdaten und Ausführungs- beispiele vermitteln ein Bild vom derzeitigen Stand dieser Technik.

MATARÉ

Germanium-Bikristalle und ihre Anwendung in Korngrenzen-Photo- dioden

Der erste Teil dieser Arbeit behandelt die mechanische und chemische Struktur der Korngröße, besonders das durch die freien Bindungen erzeugte Spannungsfeld und die daraus resultierende Veränderung des elektronischen Widerstandes. Außerdem wird zur Frage der stabilisierenden Korngrenzen- Schichten Stellung genommen und das Modell der Mittelwinkel-Korngrenze- Schichten beschrieben. Es wird ferner auf den Einfluß von Verunreinigungen ein- gegangen, wobei die Bedeutung von Abscheidungen gerade im Bereich der Mittelwinkel-Korngrenzen gering erscheint.

RANK

Image-Orthikon-Röhren mit Feldnetz

Es werden zunächst diejenigen Bildstörungen des Image-Orthikons heraus- gehoben, die sich durch ein Feldnetz günstig beeinflussen lassen. Daraus lassen sich gewisse Vorteile, die bei Verwendung eines Feldnetzes zu er- warten sind. Es folgt eine Diskussion der zu erwartenden Nachteile von Feldnetzen, unter besonderer Berücksichtigung von Moiré-Erscheinungen, deren Entstehungsursachen geklärt werden. Daraus erhält man wesentliche Gesichtspunkte für den technischen Aufbau von Feldnetzröhren.

INTERKAMA — Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meß- technik und Automatik

Die Fortsetzung der Berichterstattung über die INTERKAMA (Internatio- naler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik) werden im nächsten Abschnitt einige bemerkenswerte Meßgeräte und -einrichtungen der Hoch- und NF-Technik besprochen. Der zweite Abschnitt befaßt sich mit der Messung nichtelektrischer Größen, ein Gebiet, auf dem es in Zukunft ebenfalls sehr viel Neues zu sehen gab.

R. DICK

Ein Prüfsender für S-Band-Radargeräte

Es wird ein pulsmodulierter HF-Generator für das Frequenzband 2,6...3,4 GHz beschrieben. Seine Impulsspitzenleistung kann auf 1 mW geeicht und definiert um 100 dB verringert werden. Die Pulsfolge ist von 80...2600 Hz, die Pulsverzögerung von 5...2200 μ s und die Pulsdauer von 0,5...8 μ s ein- stellbar. Neben seiner Hauptanwendung zur Messung der Empfänger- empfindlichkeit ist der Prüfsender auch zur Nachbildung eines Radar-Echos (Simulator) und bei abgeschaltetem Oszillator zur Messung von Leistung und Frequenz des Radarsenders verwendbar. Die einzelnen Baugruppen des Gerätes werden beschrieben und Meßergebnisse mitgeteilt.

H.-J. THUY

Thermische Probleme bei Transistoren

Es werden verschiedene Möglichkeiten, wie das ICB- und UBE- Verfahren, zur Messung des thermischen Innenwiderstandes von Transi- storen besprochen und einige Meßschaltungen dazu angegeben. Ferner wird die Messung des Wärmeaustauschwiderstandes von Kühlflächen behandelt. Die Bestimmung der thermischen Zeitkonstante von Transistoren und ihre besondere Problematik sowie die Darstellung des thermischen Trägheits- verhaltens durch Kapazitäten in der thermischen Ersatzschaltung werden erläutert. Abschließend werden noch der Runaway-Effekt als weiteres thermisches Problem bei Transistoren und die verschiedenen Kriterien für thermische Stabilität eines Transistors in der Schaltung betrachtet.

Der Binistor — ein neues Halbleiter-Bauelement

Der Binistor ist ein bistabiles Halbleiter-Bauelement, das sich insbesondere für die Verwendung in Schalt- und Speicherkreisen eignet. Diese Halbleiter- Tetrode kann als Kombination eines pnp- und eines npn-Transistors be- trachtet werden und hat ein Gebiet negativen Widerstandes, das im wesent- lichen durch die außen angelegte Kollektor-Emitterspannung bestimmt wird. Aufbau und Arbeitsweise des Binistors werden beschrieben. Einige allgemeine Hinweise zeigen, welche Gesichtspunkte bei der Dimensionierung von Schaltungen zu beachten sind.

Angewandte Elektronik (Kurzbesprechungen elektronischer Geräte)

- Schweißtransformator „EW/F/HTGS 4500/250/24“ für erhöhte Frequenz (Bosch)
- 1000-MHz-Oszillograf „185 A-187 B“ (Hewlett Packard)
- Beam-Tetrode KT 77 (M-O-Valve)
- Mantel-Miniatur-Thermoelemente für flüssigen Stahl (Philips)
- Dekadisches Dämpfungsglied „TAD/50“ bis 110 dB . (Telonic Industries)

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 15 (1961) No. 2

H. H. GLÄTTLI: *New Results of Investigating Digital Mechanical Control and Operational Components* p. 51—53

Hydraulic and pneumatic components are faster and more adaptable than conventional mechanical components. They are much slower than electronic components, however. Development of these hydraulic and pneumatic components aims at small dimensions and high reliability. Basic components, simple circuits, test results and design examples give an impression of the state of the art.

R. DICK: *Signal Generator for the S Band Radar Sets* p. 54—56

A pulse-modulated SHF generator for the band 2600 to 3400 Mc/s is described. Its pulse peak power can be calibrated to 1 mW and reduced by defined 100 dB. The pulse repetition frequency is adjustable from 80 to 2600 pulses per second, the delay from 5 to 2200 μ s and the pulse duration from 0.5 to 8 μ s. Apart from its main application, measuring the receiver sensitivity, the generator can simulate a radar echo and, when the oscillator is switched off, measure the radar transmitter power and frequency. The units of the generator are described and measurements are given.

H. F. MATARÉ: *Germanium Double Crystals in Grain Boundary Photocells I* p. 57—60

The first part of this paper deals with the mechanical and chemical structures of the grain boundary, especially the potential field produced by free bonds and the resulting change of the electronic band distance. The stabilizing grain-boundary energy is discussed and the model of the central-angle grain boundary is described. The effect of impurities is considered especially for the region of the central-angle grain boundaries where it appears to be rather insignificant.

H.-J. THUY: *Thermal Problems of Transistors* p. 61—65

The author discusses various ways of measuring the thermal internal resistance, among them the I_{CB0} , I_{CK} and U_{BE} -methods, and describes several test circuits. Then he treats the subject of measuring the heat-dissipation resistance of cooling surfaces and explains the determination of the thermal time constant of transistors as well as the presentation of the thermal inertia by capacitances in an equivalent circuit. In conclusion, he discusses the runaway effect, another thermal problem related to transistors, and the criteria denoting thermal stability of the transistor in the circuit.

K. FRANK: *Image Orthicons with Field Mesh* p. 66—68

Image orthicons suffer from certain picture disturbances that can be favorably influenced by a field mesh. However, some disadvantages have likewise to be expected, especially more the causes of which are discussed and explained. The discussion results in important viewpoints for the design and the construction of field-mesh tubes.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 15 (1961) No 2

H. H. GLÄTTLI: *Récents progrès dans la technique des éléments mécaniques de commande et de calcul digital* p. 51—53

Les éléments hydrauliques et pneumatiques sont plus rapides et plus faciles à adapter que les organes mécaniques conventionnels. Comparés aux commandes électroniques ils sont, par contre, lents. Dimensions réduites et sécurité de fonctionnement sont ici des buts à atteindre. Eléments de base, schémas simples, caractéristiques et exemples de réalisation traduisent l'état actuel de cette technique.

R. DICK: *Générateur de contrôle pour installations de radar en bande S* p. 54—56

Le générateur décrit travaille avec modulation par impulsions sur 2,6 à 3,4 GHz. Sa puissance de crête peut être étalonnée sur 1 mW et atténuée précisément de 100 dB. La cadence des impulsions est réglable entre 80 et 2600 Hz, leur retard entre 5 et 2200 μ s, et leur durée entre 0,5 et 8 μ s. Principalement destiné à la mesure de la sensibilité de récepteurs, ce générateur peut également être utilisé pour l'imitation d'un écho de radar (simulation), ou encore, l'oscillateur étant coupé, pour mesurer puissance et fréquence d'un émetteur de radar. Les diverses unités de l'appareil sont décrites avec indication des résultats de mesure.

H. F. MATARÉ: *Cristaux jumelés de germanium et leurs applications dans les cellules photoélectriques à effet de paroi I* p. 57—60

La première partie de l'article traite de la constitution mécanique et chimique de la paroi de jumelage, et notamment du champ créé par les valences libres, ainsi que de la modification de la différence de niveau électronique qui en résulte. Un exposé sur l'énergie stabilisante de paroi est suivi de la description du modèle du jumeau symétrique. L'analyse du rôle des impuretés montre que l'influence de dépôts est particulièrement réduite en voisinage de la paroi symétrique.

H.-J. THUY: *L'effet de température des transistors* p. 61—65

La résistance thermique interne d'un transistor peut être déterminée par les méthodes I_{CB0} , I_{CK} ou U_{BE} ; quelques montages de mesure sont indiqués. La mesure de la résistance de convection des radiateurs est également traitée. On trouve, de plus, des indications sur signification et détermination de la constante de temps thermique d'un transistor, de même sur la représentation de l'inertie thermique par des capacités figurant dans le schéma équivalent à l'effet de température. En tant qu'autre phénomène thermique d'un transistor, l'effet d'emballement est finalement traité conjointement avec les critères définissant la stabilité thermique d'un transistor dans un montage donné.

K. FRANK: *Tubes image-orthicon avec réseau de champ* p. 66—68

L'auteur indique celles des perturbations d'un image-orthicon qui peuvent être atténuées par un réseau de champ, et montre ainsi les avantages résultant de l'utilisation de ce dernier. Il discute ensuite les inconvénients auxquels il faut alors s'attendre, et tient notamment compte des phénomènes de moiré dont il explique les causes. Il établit finalement les principes essentiels devant guider la réalisation de tubes à réseau de champ.

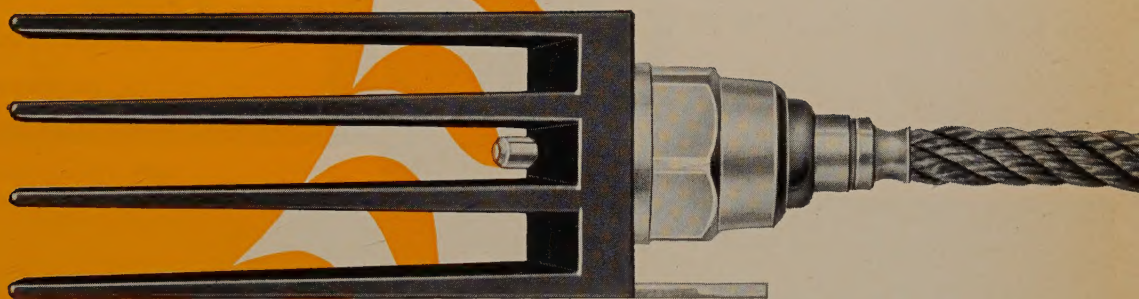


SIEMENS

SILIZIUM- GLEICHRICHTER

Selbst bei 50° C

Umgebungstemperatur...



Unsere Fachingenieure beraten Sie gern in allen Einzelheiten.

Bis dahin die wichtigsten Merkmale:

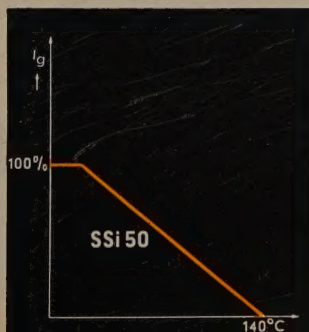
Spezifische Strombelastung 200 A/cm²

Wirkungsgrad bis zu 99,6%

Scheitelsperrspannung 600 V

Extrem kleiner Raumbedarf

... also noch weit über der Norm
geben Siemens-Silizium-Gleichrichter
ihre volle Nennleistung ab.
Aber auch bei höheren Umgebungs-
temperaturen und entsprechender
Stromreduktion, z. B. bei 100° C und etwa 50%
des Nennstromes, sind die neuen
Gleichrichter vollkommen betriebssicher.
Siemens-Silizium-Zellen sind als
bewährte Serientypen in Sätzen
von 0,6 bis 500 A kurzfristig lieferbar.



GUTSCHEIN 76

für die Projektierungsmappe „Si-Gleichrichter“

Name _____

Adresse _____

Bitte als Drucksache senden an
Siemens-Schuckertwerke AG · Erlangen

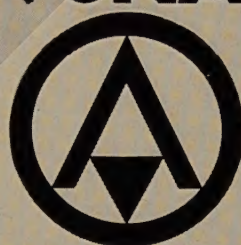
SIEMENS-SCHUCKERTWERKE AG

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
PROGRAMMSTEUERUNGEN
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-
EINRICHTUNGEN UND ANDERE
ANWENDUNGEN
KONTAKTSCHUTZRELAIS
SCHWEISSZEITBEGRENZER
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

VONA



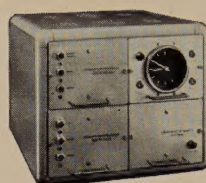
GEBR. v. ALTEN

KRONBERG IM TAUNUS

FERNRUF 2534 • FERNSCHREIBER 04 15814



EBAUCHES SA



Dpt. Oscilloquartz
Brévards 16
NEUCHÂTEL / Schweiz

Impulseinheiten 0-1,1 MHz, Binär-
und Dekadenuntersetzer-Oszillator
10 kHz (siehe Abb.)

Quarze

Elektronische Präzisionsgeräte,
Normalfrequenzgeneratoren (siehe
Abb.), Transistorenverstärker usw.

Vertretung:
Firma Terroskop Elektronik
Euskirchen ☎ 27 66



Dpt. Semiconducteurs
Fbg Hôpital 1
NEUCHÂTEL / Schweiz

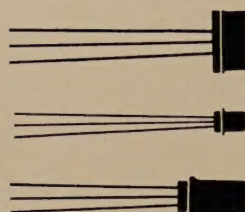
TRANSISTOREN

NF-Transistor
für gedruckte Schaltungen

Subminiatur-Transistor
für kleine Geräte

Phototransistor
für lichtelektrische Steuerungen

Vertretung:
Leo Melters, Gilbachstrasse 18
Köln ☎ 5 21 51



MANSOL Vorformlinge entheben Sie Ihrer Sorgen

Verwendet bei der Herstellung von Glas-Metallver-
schmelzungen; Röhrensockel, Transistoren, Gleich-
richter usw. Vorformlinge können in allen Formen und
Größen für Eisen-, Kovar-, Kupfer- und Zweimetall-
Verschmelzungen geliefert werden. Wir garantieren
gleichmäßige Qualität, genaue Toleranzen, leistungs-
fähige Produktion in jeder Menge und schnelle Liefer-
möglichkeiten.

Anfragen an

MANSOL (GREAT BRITAIN) LTD.

Hollands Road, Haverhill, Suffolk, Tel. Haverhill 441-2-3



Elektrolyt-Kondensatoren

für

Funk-Technik

Fernmelde-Technik

Elektronik

Fotoblitz-Geräte

Anlaßzwecke bei Motoren

Verschiedene Bauformen:

freitragend

Einlochbefestigung

Schraubbefestigung

Schräklappenbefestigung

Schellenbefestigung

Bügelbefestigung



Sonderausführungen für gedruckte Schaltungen

mit:

»snap-in«-Anschlüssen

»Lötstift«-Anschlüssen

Kunststoffsockel für stehende Montage



Sondertypen

für hohe thermische und klimatische Anforderungen

Tantal-Kondensatoren

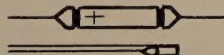
in Wendel- und Folienausführung

glatt und rau

sowie Sinterkörpertypen

mit festem Elektrolyten

(Halbleiter)



Auführliche Druckschriften auf Anforderung; Angebote über Spezialtypen bei lohnenden Mengen.

HYDRAWERK

AKTIENGESELLSCHAFT

BERLIN N 65



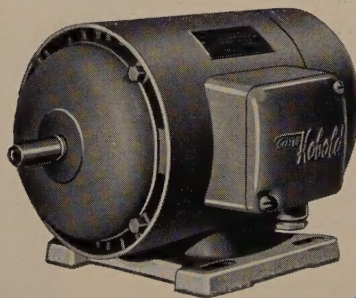
BREMSMOTOREN

GETRIEBEMOTOREN

DREHMOMENTGEBER

REGELMOTOREN

DREHZAHLGEBER



GEORGII-KOBOLD GMBH

LEINFELDEN BEI STUTTGART



**KLYSTRONS
DIODEN
TRIODEN
TETRODEN**

Das EIMAC Leistungsverstärkungs-Klystron vom Typ 4 KM 170000 LA ist ein Keramik- und Metall-Klystron mit vier Hohlraumresonatoren und magnetischer Fokussierung. Die Verwendung der EIMAC Modulationsanode erlaubt wirksame Amplituden- oder Impulsmodulation der Ausgangsleistung ohne Änderung der Strahlspannung.

Daten:

Frequenzbereich 300-500 MHz
Ausgangsleistung 75 kW
Leistungsgewinn 45 dB
Heizspannung 11,0V
Heizstrom 47,5 A

4 KM 170000 LA

Das Programm der EIMAC umfaßt mehr als hundert verschiedene Röhrentypen - von Dioden mit wenigen Zentimetern Länge bis zu Leistungsklystrons im Megawatt-Bereich von 3 m Länge und mehr.

Heute verkörpern über 40 Röhrentypen, mehr als ein Drittel der EIMAC-Typen, die Fortschritte der von EIMAC entwickelten Keramik-Metall-Technik.

Ein intensives Forschungs- und Entwicklungsprogramm fügt laufend neue Typen in die Reihe bewährter EIMAC Erzeugnisse ein.

**Verlangen Sie bitte Unterlagen vom
Alleinvertreter für Deutschland:**

SCHNEIDER, HENLEY & CO. G.M.B.H.

München 2 • Maximiliansplatz 12a • Telefon: 29 2166/67 • Telegramm: Elektradimex



AUS DEM INHALT

FEBRUARHEFT 1961

Band 15 (1961) Heft 2, Seiten 45—84

H. H. Glättli: Neuere Untersuchungen auf dem Gebiet digitaler mechanischer Steuerungs- und Rechenelemente	51
R. Dick: Ein Prüfsender für S-Band-Radargeräte	54
H. F. Mataré: Germanium-Bikristalle und ihre Anwendung in Korngrenzen-Photozellen I	57
H.-J. Thuy: Thermische Probleme bei Transistoren	61
K. Frank: Image-Orthikon-Röhren mit Feldnetz	66
Der Binistor — ein neues Halbleiter-Bauelement	68
INTERKAMA — Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik	69
Angewandte Elektronik	77
Aus Industrie und Wirtschaft	79
Persönliches	79
Neue Bücher	81

Beilagen

Inhaltskartei • ELRU-Informationen

Zu unserem Titelbild: Pneumatischer Multivibrator als mechanisches Steuerungs- und Rechenelement (Aufnahme: IBM)

Zeichnungen vom Atelier der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwählerdienst 0311). Telegramme: Fokiverlag Berlin. Fernschreiber: 0184352 fachverlage bln. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Dietrich Röhl, Anzeigenleitung: Walter Bartsch, Chefgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, sämtlich Berlin. Postscheckkonto: ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU PSchA Berlin West Nr. 2854. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU erscheint monatlich. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Die ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Preis bei Postbezug im Inland monatlich 3,— DM zuzüglich 12 Pf Postgebühr, Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto. — Druck: Druckhaus Tempelhof, Berlin

